

AALTO-YLIOPISTO
TEKNILLINEN KORKEAKOULU
Elektroniikan, tietoliikenteen ja automaation tiedekunta

Veli-Matti Sainio

HYBRIDIASKELMOOTTORIN MALLINNUS JA OHJAUS NOSTURI- SOVELLUKSESSA

Diplomityö, joka on jätetty opinnäytteenä tarkastettavaksi diplomi-insinöörin
tutkintoa varten Espoossa 1.3.2010

Työn valvoja:

Prof. Jorma Luomi

Työn ohjaaja:

TkT Janne Salomäki

Tekijä: Veli-Matti Sainio

Työn nimi: Hybridiaskelmoottorin mallinnus ja ohjaus nosturisovelluksessa

Päivämäärä: 1.3.2010

Kieli: Suomi

Sivumäärä: 8+80

Tiedekunta: Elektroniikan, tietoliikenteen ja automaation tiedekunta

Professuuri: Sähkökäytöt

Koodi: S-81

Valvoja: Prof. Jorma Luomi

Ohjaaja: TkT Janne Salomäki

Tämä työ käsittelee virtaohjetaulukon avulla ohjatun hybridiaskelmoottorin käyttöä nosturisovelluksessa. Pääpaino on moottorin mallintamisella ja kentänheikennysalueen ohjauksella. Sinimuotoisilla virroilla syötetty hybridiaskelmoottori tuottaa vääntömomenttiin värähtelyn, joka voidaan kompensoida muokkaamalla vaihevirtoja sopivasti. Työssä tutkitussa moottorikäytössä värähtelyn kompensoivat vaihevirratt on tallennettu taulukkoon vääntömomenttiohjeen ja roottorin asennon funktiona. On havaittu, että moottorin tuottama vääntömomentti pienenee nopeuden funktiona tietyn nopeuden jälkeen. Tämä johtuu siitä, että välipiirin jännite ei enää riitä toteuttamaan vääntömomenttiohjeen mukaisia vaihevirtoja roottorin kestopagneetin synnyttämän vastasähkömotorisen voiman vuoksi. Vastasähkömotorisen voiman vaikutus voidaan kompensoida käyttämällä demagnetioivaa virtaa, mikä pienentää staattorivuon pitkittäiskomponenttia. Tätä kutsutaan kentänheikennykseksi.

Moottorille johdettiin dynaaminen kaksiakselimalli, joka oletettiin rautahäviötömäksi ja magneettisesti lineaariseksi. Mallinnusta varten moottorin induktanssit ja kestopagneetin vaihekäämeihin synnyttämät käänmivuot mitattiin roottorin asennon funktiona. Vääntömomenttimittausten perusteella mallin todettiin kuvaavan moottorin toimintaa melko hyvin. Kentänheikennysaluetta tarkasteltiin samalla tavoin kuin avonapaisen kestopagneettitahtikoneenkin kentänheikennysaluetta voidaan tarkastella. Moottorimallin perusteella johdettiin yhtälöt, joilla voidaan laskea roottorikoordinaatistossa esitetyn virtavektorin komponentit nopeuden ja vääntömomenttiohjeen funktiona kentänheikennysalueella. Lisäksi laskettiin virtavektorin komponentit, jotka maksimoivat koneen tuottaman vääntömomentin kentänheikennysalueella, kun toimitaan moottorikäytön virtarajalla. Lopuksi ehdotetaan mittausten menetelmää virtaohjetaulukon avulla ohjatun hybridiaskelmoottorin kentänheikennysalueen testaamiseen käytännössä.

Avainsanat: Hybridiaskelmoottori, mallinnus, ohjaus, vääntömomenttivärähtely, kentänheikennys, nosturi.

Author: Veli-Matti Sainio

Title: Modelling and control of a hybrid stepping motor in a crane application

Date: 1.3.2010

Language: Finnish

Number of pages: 8+80

Faculty: Faculty of Electronics, Communications and Automation

Professorship: Electric drives

Code: S-81

Supervisor: Prof. Jorma Luomi

Instructor: D.Sc. Janne Salomäki

This thesis deals with a hybrid stepping motor controlled by means of a current lookup table in a crane application. The emphasis is on modelling the motor and motor control in the flux weakening region. A hybrid stepping motor supplied with sinusoidal phase currents produces torque oscillations, but the oscillations can be suppressed by shaping the currents properly. In the motor drive discussed in this thesis, the phase current references are stored in a lookup table as functions of the torque reference and rotor position. It has been observed that above a certain speed, the torque of the machine decreases as a function of the speed. The permanent magnet flux induces a back electromotive force, which increases with the speed, and the DC-link voltage fails to fulfil the current references at high speeds. The impact of the back electromotive force can be compensated by applying flux weakening, i.e. by using a demagnetizing current component for decreasing the direct-axis stator flux.

A dynamic two-axis model was derived for the motor, omitting both iron losses and magnetic saturation for simplicity. For the motor model, the inductances and permanent magnet flux linkages were measured as functions of the rotor position. The accuracy of the model is satisfactory according to the torque measurements of the motor. The flux weakening approach is similar to the one used for salient-pole permanent magnet synchronous machines. Based on the motor model, equations were derived for the current vector components as functions of the torque reference and motor speed. Moreover, the torque maximizing current vector was calculated when operating on the current limit of the motor drive in the flux weakening region. Finally, a method is proposed for testing the flux weakening in a hybrid stepping motor drive controlled by means of a current lookup table.

Keywords: Hybrid stepping motor, modelling, control, oscillatory torque, flux weakening, crane.

Esipuhe

Tämä diplomityö on tehty Konecranes Oyj:n tuotekehitysosastolla Hyvinkäällä. Työ on osa tutkimushanketta, jossa kartoitetaan vaihtoehtoisia moottoritekologioita oikosulkumoottoreille nostureissa. Esitän kiitokseni tuotekehitysosaston johtajalle Matti Kemppaiselle sekä esimiehelleni Timo Soukkiolle mahdollisuudesta tehdä diplomityö haastavasta ja erittäin mielenkiintoisesta aiheesta.

Haluan kiittää valvojaani professori Jorma Luomia kuukausittaisista tapaamisistamme sekä häneltä saamistani korvaamattomista neuvoista ja korjausehdotuksista.

Kiitän myös ohjaajaani Janne Salomäkeä äärimmäisen kannustavasta palautteesta ja positiivisesta asenteesta. Häneltä sain myös välttämätöntä apua Matlab-ohjelmiston käytössä sekä tärkeitä neuvoja moottorin mallinnukseen ja ohjaamiseen liittyen.

Lausun kiitokseni kaikille työhöni tavalla tai toisella osallistuneille: Ismo Kuivamäelle induktanssin mittaamisessa käytetyn mekanismin rakentamisesta, Marko Haalahdelle ja Jarmo Vepsäläiselle avusta kestomagneettivuon mittaamisessa sekä Suomen Teollisuusosa Oy:n Jani Vähäpesolalle moottorimallin verifiointimittausten tekemisestä. Kiitos myös Justus Dahlénille kannustuksesta ja jalat maassa pitäneistä käytännönläheisistä kommentteista. Kiitän myös Anna-Kaisa Repoa kiinnostuksesta diplomityötäni kohtaan ja monista aiheen ympärillä käydyistä innoittavista keskusteluista. Lausun kiitokseni yhteisesti kaikille työtovereilleni viihtyisän työilmapiirin luomisesta.

Lopuksi kiitän rakasta avovaimoani Lauraa hänen kärsivällisyydestään ajankäyttöäni kohtaan opiskelujeni ja diplomityön ajan. Hänen tukensa on auttanut minua selviämään vaikeimpienkin elämäntilanteiden yli.

Hyvinkäällä 24.2.2010

Veli-Matti Sainio

Sisältö

Tiivistelmä	ii
Abstract	iii
Esipuhe	iv
Sisällysluettelo	v
Symboliluettelo	vii
1 Johdanto	1
2 Askelmoottorit	3
2.1 Reluktanssimomenttiin perustuvat moottorit	3
2.1.1 Molemmin puolin avonapainen reluktanssimoottori	3
2.1.2 Reluktanssiaskelmoottori	5
2.2 Kestomagneettiaskelmoottori	6
2.3 Hybridiaskelmoottori	7
3 Hybridiaskelmoottorin mallintaminen	13
3.1 Mallinnusyhtälöt	13
3.1.1 Piiriyhtälöt	13
3.1.2 Vääntömomentti	17
3.2 Mallinnusyhtälöiden parametrien estimointi	18
3.2.1 Resistanssi	18
3.2.2 Induktanssi	18
3.2.3 Kestomagneettivuo	29
3.3 Moottorimallin verifiointi	33
4 Hybridiaskelmoottorin ohjaus	40
4.1 Tyypillisten askelmoottorikäyttöjen magnetointisekvenssit	40
4.2 Sinimuotoisten vaihevirtojen käyttö	43
4.3 Tasaisen vääntömomentin tuottava virtaohjeiden taulukointiin perustuva ohjaus	43
4.3.1 Vääntömomenttivärihtelyn kompensointi	44

4.3.2	Virtaohjetaulukon muodostaminen	47
4.3.3	Virta- ja vääntömomenttisäätö	48
5	Hybridiaskelmoottorikäytön kentänheikennys	50
5.1	Teoreettinen tarkastelu	50
5.2	Taulukkopohjaisesti ohjatun hybridiaskelmoottorin kentänheikennysalueen testaaminen	57
6	Yhteenveto	59
	Lähdeluettelo	61
	Liite A: Moottorin tekniset tiedot	63
	Liite B: Induktanssin laskennassa käytetty Matlab-koodi	64
	Liite C: Laskettujen induktanssien käyräsovituksessa käytetty Matlab-koodi	66
	Liite D: Fourier-sarjan kertoimien laskemiseen käytetty Matlab-koodi	67
	Liite E: Moottorimallin verifointimittaukset	68
	Liite F: Simulointimalli	77

Symboliluettelo

i	staattorivirta
k_3	vaihevirran kolmannen yliaallon ja perusaallon amplitudien suhde
k_5	vaihevirran viidennen yliaallon ja perusaallon amplitudien suhde
L	vaihekäämin itseisinduktanssi
M	vaihekäämien keskinäisinduktanssi
R	vaihekäämin resistanssi
t	aika
T	moottorin tuottama vääntömomentti
u	staattorijännite
W_c	magneettipiirin liittoenergia
Z_r	roottorin hampaiden lukumäärä
δ	kuormituskulma eli pitkittäisakselin ja staattorivirtavektorin välinen kulma
ψ	staattorivuo
ψ_{pm}	kestomagneettivuo
θ	sähkökulma
θ_m	mekaaninen kulma
ω	sähkökulmanopeus
ω_m	mekaaninen kulmanopeus

Vektorit ja matriisit

\mathbf{i}	staattorivirtavektori
\mathbf{I}	identiteettimatriisi
\mathbf{J}	ortogonaalinen kiertomatriisi
\mathbf{L}	induktanssimatriisi
\mathbf{T}_{ab}	muunnosmatriisi roottorikoordinaatistosta staattorikoordinaatistoon
\mathbf{T}_{dq}	muunnosmatriisi staattorikoordinaatistosta roottorikoordinaatistoon
\mathbf{u}	staattorijännitevektori
$\boldsymbol{\psi}$	staattorivuovektori
$\boldsymbol{\psi}_{pm}$	kestomagneettivuovektori

Alaindeksit

a	a-vaihe
b	b-vaihe
ab	staattorikoordinaatisto, myös vaiheiden välinen magneettinen kytkeytyminen merkinnässä M_{ab}
ba	vaiheiden välinen magneettinen kytkeytyminen
d	pitkittäisakseli
q	poikittaisakseli
dq tai qd	pitkittäis- ja poikittaisakselin välinen magneettinen kytkeytyminen

Roottorikoordinaatistossa esitetyt vektorit ja matriisit kirjoitetaan ilman alaindeksiä. Suureen yliaallon järjestyslukua merkitään numerolla alaindeksissä.

Muut merkinnät

\mathbf{X}^T	matriisin (tai vektorin) \mathbf{X} transpoosi
$\frac{d}{dt}$	aikaderivaatta
$\frac{\partial}{\partial \theta}$	osittaisderivaatta sähkökulman suhteen

1 Johdanto

Nostureita käytetään lähes kaikilla teollisuudenaloilla taakkojen siirtelyyn sekä pysty- että vaakasuunnassa (Ylenius 2006). Nosturin rakenne vaihtelee paljon käyttöympäristön ja siirrettävän kuorman mukaan. Nosturit voidaan luokitella rakenteensa puolesta silta-, pukki-, kääntöpuomi-, torni- ja autonostureihin, joista kolmea ensin mainittua Konecranes valmistaa (Anon. 2003). Eri nosturien nostokyvyt vaihtelevat ketjunostimen sadoista kilosta aina suurten laiva- ja telakkanosturien tuhansiin tonneihin, ja nostokorkeudet muutamista metreistä sadan metrin kerta- luokkaan.

Monissa nosturien käyttökohteissa itse nosturilla ajaminen ei ole tuottavaa työtä. Niinpä onkin järkevää minimoida nosturin käyttöön kuluva aika, mikä voidaan toteuttaa käyttämällä suuria ajonopeuksia. Nosturia ajettaessa kuitenkin on tyypillistä, että lähinnä pieniä taakkoja liikutetaan nopeasti, kun taas suuria taakkoja liikutetaan hitaammin. Tämän vuoksi moottorin ei välttämättä tarvitse pystyä tuottamaan nimellisvääntömomenttia koko pyörimisnopeusalueella. Suurilla nopeuksilla voidaankin hyödyntää kentänheikennysaluetta, jolla koneen tuottama vääntömomentti pienenee pyörimisnopeuden funktiona.

Konecranesin nykyään valmistamissa nostureissa käytetään nosto- ja siirtoliikkeissä taajuusmuuttajaohjattuja oikosulkumoottoreita ja kontaktoriohjattuja kaksinopeuksisia oikosulkumoottoreita (Siukola 2008). Tasasähkömoottoreita ja tyristorisäädettyjä liukurengasmoottoreita käytettiin ennen taajuusmuuttajien yleistymistä. Näiden moottorityyppien kanssa käytetään alennusvaihdetta moottorilta saatavan vääntömomentin kasvattamiseksi ja moottorin pyörimisnopeuden alentamiseksi sopivalle tasolle.

Vaihtoehtoon nostureissa nykyään käytettäville moottoreille voi tarjota perinteisesti askeltavissa paikoituskäytöissä käytetty hybridiaskelmoottori. Hybridiaskelmoottori kykenee tuottamaan suuren vääntömomentin pienillä pyörimisnopeuksilla, mutta vääntömomentti pienenee suurilla nopeuksilla. Tältä osin hybridiaskelmoottori sopiikin varsin luontevasti nosturikäyttöön, sillä yleensä painavia taakkoja liikutetaan hitaammin kuin kevyitä. Hybridiaskelmoottorin kanssa ei myöskään tarvitse välttämättä käyttää alennusvaihdetta, joka kasvattaa moottorikäytön fyysistä kokoa ja monimutkaistaa sen mekaanista rakennetta. Lisäksi hybridiaskelmoottori on rakenteeltaan yksinkertainen ja siten edullinen valmistaa. Pienentyneiden tuotantokustannuksien ansiosta hybridiaskelmoottorikäytöllä toteutetulla nosturilla voidaan saavuttaa kilpailuetu.

Hybridiaskelmoottori suunniteltiin alunperin tahtikoneeksi pienille nopeuksille, mutta vähitellen sitä paranneltiin askelluskäyttöön soveltuvaksi (Kenjo ja Sugawara 1994). Moottorin keksivät Feiertag ja Donahoo, ja se patentointiin vuonna 1952. Seuraavien vuosikymmenten aikana askelmoottorien ohjaustekniikka kehittyi käsi kädessä transistorien ja mikroprosessorien kanssa, ja magneettimateriaalien kehityksen ja FEM-laskennan ansiosta hybridiaskelmoottorien kokoa saatiin pienennettyä. Hybridiaskelmoottoria tutkittiin ja kehitettiin pitkään lähinnä inkrementaalisenä

paikoituslaitteena, mutta 1990-luvulla sitä alettiin pitää pyörivänä sähkökoneena, joka tuottaa suuren momentin pienillä pyörimisnopeuksilla (Matsui et al. 1996).

Perinteisillä, askelluskäyttöön soveltuvilla ohjausmenetelmillä hybridiaskelmoottori tuottaa sykkeistä vääntömomenttia, mikä rasittaa moottorikäytön mekaniikkaa ja aiheuttaa melua. Uusilla ohjauspiireillä hybridiaskelmoottorin vääntömomentti-väpähtely voidaan saada pienillä nopeuksilla yhtä pieneksi kuin oikosulkumoottorikäytöissä. Diplomityössä käsitellyn moottorin ohjaus perustuu vaihevirtaohjeiden taulukointiin roottorin asennon ja vääntömomenttiohjeen funktiona. Moottorin akselilta tuodaan ohjauspiirille asentotakaisinkytkentä, ja vaihekäämeihin syötetään asennon ja vääntömomenttiohjeen mukaiset, ennalta lasketut virrat. Näin saavutetaan tasainen vääntömomentti pienillä nopeuksilla.

Kun moottorin pyörimisnopeus kasvaa riittävän suureksi, roottorissa sijaitsevan kestomagneetin aiheuttama vastasähkömotorinen kasvaa niin suureksi, ettei välipiirin jännite riitä toteuttamaan vääntömomenttiohjeen edellyttämiä virtaohjeita. Tällöin koneen tuottama vääntömomentti pienenee nopeuden funktiona.

Nosturikäytössä tulee tietää, kuinka suuri vääntömomentti milläkin nopeudella pystytään tuottamaan. Siirtoliikkeessä vaatimus tulee muun muassa kuorman heilumisesta: Heiluva kuorma aiheuttaa siirtomoottorin akselille jarruttavia ja kiihdyttäviä vääntömomentteja. Jotta kuorman heiluminen ei vaikuttaisi ajonopeuteen, käytettävissä täytyy olla enemmän vääntömomenttia kuin tavanomaisessa vakionopeusajossa, kiihdytyksessä tai hidastuksessa tarvitaan. Vääntömomentin riittävyys taataan rajoittamalla nopeus sopivaksi, mihin tarvitaan tieto maksimivääntömomentin riippuvuudesta nopeudesta. Nostoliikkeessä maksimimomentin täytyy olla tiedossa turvallisuuden takia: jos taakkaa lasketaan niin suurella nopeudella, ettei moottori kykene tuottamaan riittävää jarruttavaa vääntömomenttia, taakka lähtee putoamaan hallitsemattomasti. Myös nostoliikkeessä nopeus tulee rajoittaa kuorman mukaan.

Tässä työssä tutkitaan taulukkopohjaisesti ohjatun hybridiaskelmoottorin käyttöä nosturisovelluksessa, ja erityisesti keskitytään kentänheikennysalueeseen. Työn ensimmäinen tavoite on muodostaa hybridiaskelmoottorille dynaaminen piiriyhtälöihin perustuva malli. Mallin avulla pyritään kehittämään moottorin ohjausta siten, että vääntömomenttiohjeet saadaan toteuttua koko nopeusalueella silloin, kun käytön maksimivirta ei rajoita vääntömomenttia. Lisäksi on tarkoitus selvittää, miten suuri vääntömomentti kentänheikennysalueella voidaan saavuttaa nopeuden funktiona ja miten vääntömomentti voidaan maksimoida.

Luvussa 2 esitellään muutaman yleisimmän askelmoottorityypin rakennetta ja toimintaperiaatetta, ja luvussa 3 johdetaan tutkittavalle hybridiaskelmoottorille dynaaminen malli. Luvussa 4 perehdytään hybridiaskelmoottorin ohjaustapoihin sekä esitellään työssä tutkitun moottorikäytön ohjaus. Luvussa 5 keskitytään hybridiaskelmoottorin kentänheikennysalueen kehittämiseen, ja luvussa 6 on yhteenveto ja pohdinta.

2 Askelmoottorit

Tässä luvussa tarkastellaan yleisimpien pyörivien askelmoottorien rakennetta ja toimintaperiaatetta. Pyörivien askelmoottorien lisäksi on olemassa myös lineaariaskelmoottoreita, mutta tässä työssä keskitytään vain pyöriviin askelmoottoreihin. Niinpä askelmoottorilla tarkoitetaan tästä lähtien nimen omaan pyörivää askelmoottoria.

Askelmoottori on sähkömoottori, joka luonnostaan soveltuu tuottamaan liikettä pienen kulman verran kerrallaan (Kenjo ja Sugawara 1994). Voidaankin sanoa, että askelmoottorilla on tietty määrä asentoja, joihin roottori voidaan tarkasti asettaa. Asennot sijaitsevat vakiomittaisen kulman – askeleen – päässä toisistaan, mistä moottorin nimikin tulee. Askeleen pituus riippuu moottorityypistä, ohjaustavasta sekä staattorin ja roottorin geometriasta.

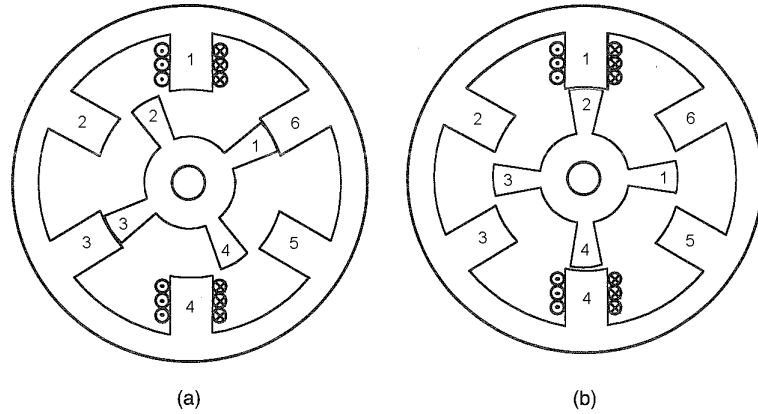
2.1 Reluktanssimomenttiin perustuvat moottorit

Reluktanssiaskelmoottorin ja molemmiin puolin avonapaisen reluktanssimoottorin eli SR-moottorin momentintuotto perustuu koneen magneettipiirin reluktanssin muuttumiseen roottorin asennon funktiona. Moottorien rakenne ja toimintaperiaate ovat hyvin samankaltaiset, mutta niiden ohjaustapa ja käyttötarkoitukset poikkeavat toisistaan (Miller 1993). SR-moottorikäytössä on yleensä asentotakaisinkytkentä, jonka avulla vaihevirtoja ohjataan roottorin asennon funktiona, kun taas reluktanssiaskelmoottorikäytöt ovat yleensä anturittomia. Siinä missä SR-moottorikäyttö on tyypillisesti tarkoitettu energiamuunnokseen hyvällä hyötysuhteella, on reluktanssiaskelmoottorin tehtävä useimmiten tarkka ja varmatoiminen paikoitus. Tyypillisesti SR-moottorissa on vähemmän napoja ja suurempi askelluskulma kuin askelmoottorissa (Krishnan 2001). Lisäksi SR-moottorin staattorin napoja ei yleensä ole hammastettu.

2.1.1 Molemmiin puolin avonapainen reluktanssimoottori

Molemmiin puolin avonapainen reluktanssimoottori on sähköiseltä ja mekaaniselta rakeenteeltaan yksi yksinkertaisimmista pyörivistä sähkökoneista (Salo 1996). Englannin kielessä moottorista käytetään nimiä switched reluctance motor (SRM) ja variable reluctance motor (VRM). Jatkossa moottorista käytetään tekstin sujuvoittamiseksi nimitystä SR-moottori.

Kuvassa 1 on esitetty erään SR-moottorin poikkileikkaus, jossa staattorissa on kuusi ja roottorissa neljä avointa napaa. Moottori on kolmivaiheinen, ja vastakkaisilla puolilla staattoria sijaitsevat navat kuuluvat samaan vaiheeseen. Kuhunkin vaiheeseen kuuluvat käämit on käämitty siten, että ne tuottavat samansuuntaisen magneettivuon. Roottorissa ei ole käämitystä. Staattori ja roottori ovat yleensä laminoitua terästä (Tolsa 1997).

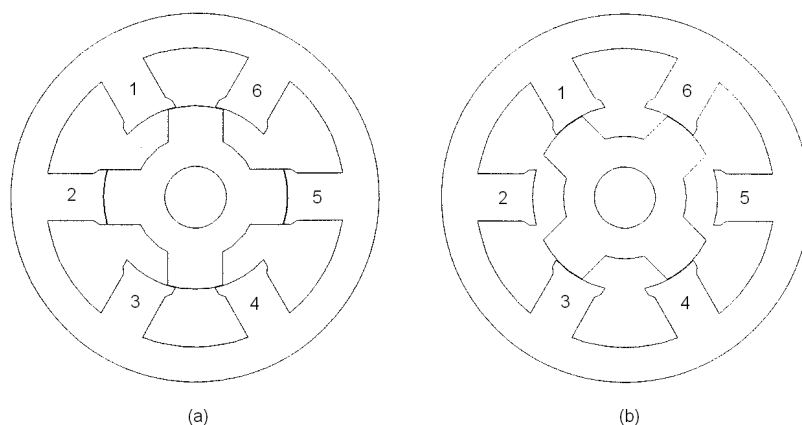


Kuva 1: SR-moottorin poikkileikkaus kahdella eri roottorin asennolla (Krishnan 2001).

Lyhyt esimerkki (Krishnan 2001) valaissee SR-moottorin toimintaperiaatetta parhaiten. Kuvan 1 moottorin navat 1 ja 4 kuuluvat a-vaiheeseen, navat 2 ja 5 b-vaiheeseen ja navat 3 ja 6 kuuluvat c-vaiheeseen. Kuvassa 1a roottori on paikallaan ja roottorin navat 1 ja 3 ovat kohdakkain staattorin c-vaiheen napojen 6 ja 3 kanssa. Kun a-vaiheen käämeihin syötetään virtaa, syntyy staattorin napojen 1 ja 4 sekä roottorin napojen 2 ja 4 läpi kulkeva magneettivuoto. Staattorin, roottorin ja ilmvälän muodostama magneettipiiri pyrkii luonnostaan sellaiseen tilaan, että piirin reluktanssi on minimissään, eli roottori kääntyy kuvan 1b mukaiseen asentoon, jolloin vuo kulkee suurimman mahdollisen matkan magneettijohteessa ja pienimmän mahdollisen matkan ilmvälissä. Jos seuraavaksi magnetoidaan b-vaiheen käämit, asettuvat roottorin navat 1 ja 3 kohdakkain staattorin napojen 5 ja 2 kanssa. Magnetoimalla c-vaiheen käämit roottori pyörähtää taas yhden askeleen myötäpäivään eli roottorin navat 2 ja 4 asettuvat kohdakkain staattorin napojen 6 ja 3 kanssa. Roottori saadaan pyörimään kuvan 1a asennosta vastapäivään vaihtamalla magnetointijärjestystä siten, että ensin magnetoidaan b-vaiheen käämejä, sitten a-vaiheen ja lopuksi c-vaiheen käämejä.

SR-moottorin magneettipiiri muuttuu epälineaarisesti roottorin pyöriessä, mikä näkyy vaiheinduktanssin ja -reluktanssin vaihteluna (Salo 1996). Kuvassa 2a roottori on pitkittäisasennossa staattorin napojen 2 ja 5 suhteen, jolloin kyseisen vaiheen induktanssi on maksimissaan ja reluktanssi minimissään. Kuvassa 2b roottori on poikittaisasennossa napojen 2 ja 5 suhteen, jolloin vaiheinduktanssi on minimissään ja reluktanssi taas maksimissaan. Roottorin asennon lisäksi induktanssi ja siten myös reluktanssi riippuvat myös vaihevirrasta. Poikittaisasennossa magneettipiirin reluktanssi koostuu lähinnä ilmvälän reluktanssista, joten tässä asennossa magneettipiiri on käytännössä lineaarinen tavanomaisesti käytettävillä virran arvoilla. Pitkittäisasennossa magneettipiiri taas kyllästyy kaikkein helpoiten. Vaikka SR-moottori onkin rakenteeltaan ja toimintaperiaatteeltaan yksinkertainen, nimenomaan edellä kuvailtu vaiheinduktanssin riippuvuus sekä virrasta että roottorin asennosta tekee yksinkertaisen sijaiskytkennän muodostamisen mahdottomaksi (Krishnan 2001).

SR-moottorin vääntömomentintuotto perustuu muuttuvaan induktanssiin (Salo 1996). Kun magnetoidaan vaihetta, jonka induktanssi kasvaa roottorin pyörimissuuntaan nähden, kone tuottaa kiihdyttävää vääntömomenttia eli toimii moottorina. Kun taas magnetoidaan vaihetta, jonka induktanssi pienenee roottorin pyörimissuuntaan nähden, kone tuottaa jarruttavaa vääntömomenttia eli toimii generaattorina. Koneen tuottaman vääntömomentin suunta ei siis riipu vaihevirran suunnasta, vaan siitä, missä roottorin asennossa vaihekäämi magnetoidaan. Tämän voi myös todeta kuvasta 1: on samantekevää, kulkeeko magneettivuo ilmapälin ja roottorin lävitse ylhäältä alaspäin vai päinvastoin, roottori pyrkii silti asettumaan kuvan 1a asennosta kuvan 1b mukaiseen asentoon kun napoja 1 ja 4 magnetoidaan.



Kuva 2: SR-moottorin roottori (a) pitkittäis- ja (b) poikittaisasennossa staattorin napojen 2 ja 5 suhteen (Salo 1996).

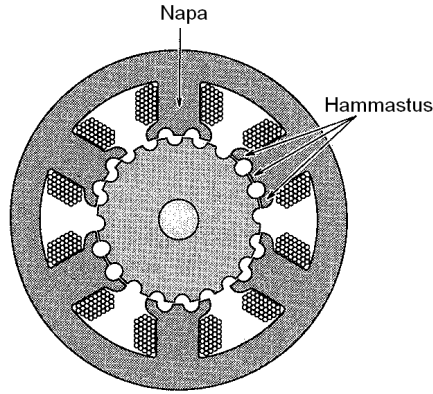
2.1.2 Reluktanssiaskelmoottori

Reluktanssiaskelmoottoria voidaan pitää askelmoottoreista yksinkertaisimpana (Kenjo ja Sugawara 1994). Siitä käytetään englannin kielessä nimityksiä variable reluctance stepping motor ja switched reluctance stepping motor.

Kuvassa 3 on esitetty erään kolmivaiheisen, kuusinapaisen reluktanssiaskelmoottorin poikkileikkaus. Samoin kuin SR-moottorissa, vastakkaisilla puolilla staattoria sijaitsevat navat kuuluvat samaan vaiheeseen, ja kunkin vaiheen käämit on käämitty tuottamaan samansuuntaisen vuon. Staattori ja roottori on yleensä koottu eristetyistä sähkölevyistä, joskin roottorissa käytetään usein sähkölevyjen sijaan massiivista terästä (Kenjo ja Sugawara 1994).

Askelmoottoreille on tyypillistä pieni askelluskulma, joka voidaan reluktanssiaskelmoottorin tapauksessa saavuttaa kasvattamalla roottorin ja staattorin napojen määrää tai hammastamalla staattorin navat kuten kuvassa 3.

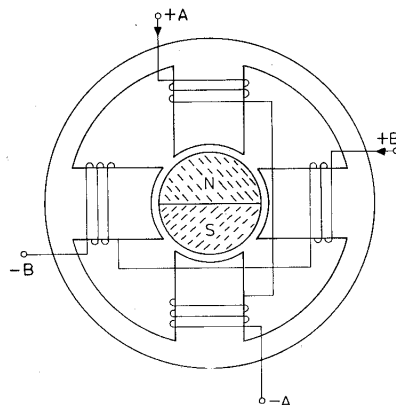
Reluktanssiaskelmoottorin toimintaperiaate on sama kuin SR-moottorinkin, joten sitä ei tässä enää käsitellä.



Kuva 3: Reluktanssiaskelmoottorin poikkileikkaus (Kenjo ja Sugawara 1994).

2.2 Kestomagneettiaskelmoottori

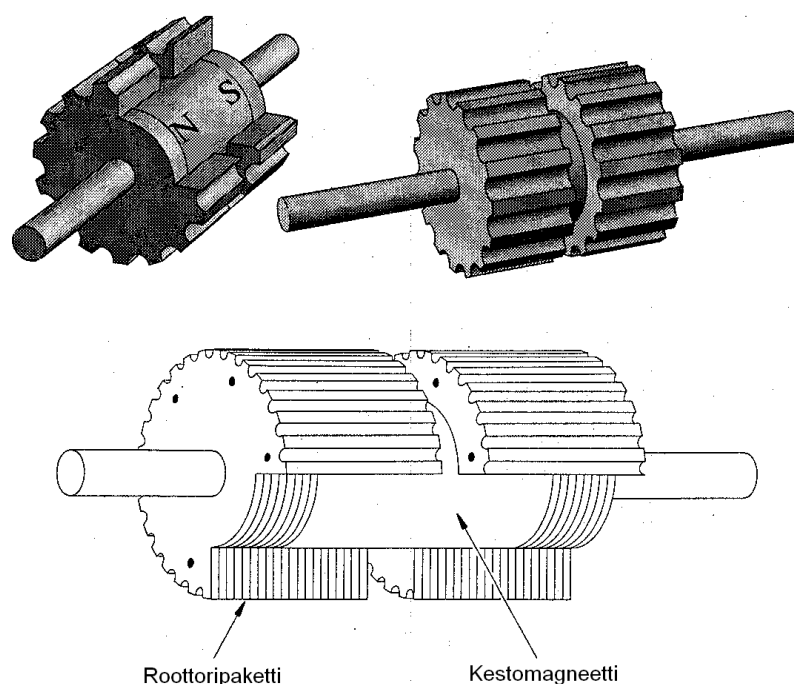
Kestomagneettiaskelmoottorin staattori on rakenteeltaan samankaltainen kuin SR-moottorin, mutta roottori on kestopagneettimateriaalista valmistettu sylinteri (Acarnley 1982). Erään kestopagneettiaskelmoottorin poikkileikkaus on esitetty kuvassa 4. Roottorissa on kaksi magneettista napaa, jotka asettuvat kohdakkain staattorin magnetoitavien napojen kanssa. Kun a-vaiheen käämejä magnetoidaan siten, että virta kulkee kuvassa nuolen osoittamaan suuntaan, tulee a-vaiheen ylemmästä navasta magneettinen etelänapa ja alemmasta pohjoisnapa, jolloin roottori asettuu kuvan mukaiseen asentoon. Jos seuraavaksi magnetoidaan b-vaiheen käämejä siten, että virta kulkee kuvassa nuolen osoittamaan suuntaan, tulee b-vaiheen oikeanpuoleisesta navasta magneettinen etelänapa ja vasemmanpuoleisesta pohjoisnapa, ja roottori kääntyy 90 astetta myötäpäivään. Jos kuvan nuoltensuuntaisia virtoja merkitään virroilla I_A ja I_B , saadaan roottori pyörimään kokonaisen kierroksen myötäpäivään käyttämällä vuorotellen virtoja I_A , I_B , $-I_A$ ja $-I_B$. Vastaavasti kokonainen kierros vastapäivään saadaan aikaan käyttämällä vuorotellen virtoja I_A , $-I_B$, $-I_A$ ja I_B .



Kuva 4: Kestomagneettiaskelmoottorin poikkileikkaus (Acarnley 1982).

2.3 Hybridiaskelmoottori

Hybridiaskelmoottori on rakenteeltaan kestomagneettiaskelmoottorin ja molemmin puolin avonapaisen reluktanssimoottorin eli SR-moottorin yhdistelmä (Wale ja Pollock 2001). Staattorin rakenne on napojen hammastusta lukuunottamatta hyvin samankaltainen kuin SR-moottorissa, mutta roottori on erilainen; se koostuu yleensä eristetyistä, hammastetuista sähkölevyistä ja akselin suuntaisen magneettivuon synnyttävästä kestomagneetista (Kenjo ja Sugawara 1994). Hybridiaskelmoottorin roottorin rakennetta on esitelty kuvassa 5. Levyt on jaettu kahteen samanlaiseen pakettiin, joita on kierretty hammasjaon puolikkaan verran toisiinsa nähden. Roottorissa voi olla useita kahden paketin pareja vääntömomentin kasvattamiseksi. Kestomagneetti voi olla joko sylinterin tai kiekon muotoinen. Sylinterimäinen kestomagneetti sijaitsee roottorirakenteen sisällä, kun taas kiekon muotoinen kestomagneetti on roottoripakettien välissä.



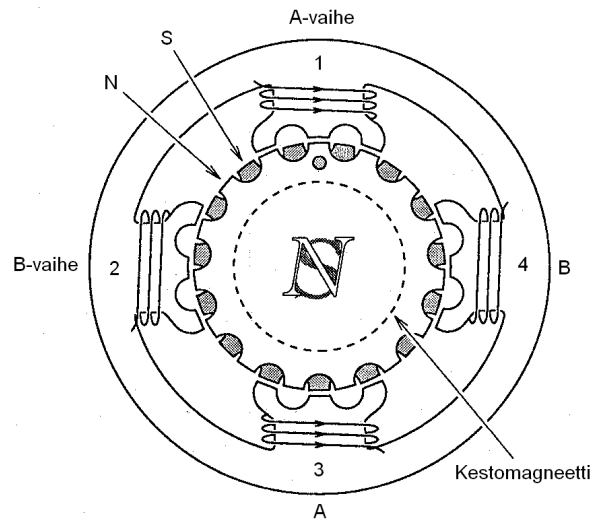
Kuva 5: Hybridiaskelmoottorin roottori (Kenjo ja Sugawara 1994).

Kuvassa 6 on esitetty kaksivaiheisen, nelinapaisen hybridiaskelmoottorin poikkileikkaus (Kenjo ja Sugawara 1994). Navat 1 ja 3 kuuluvat a-vaiheeseen, ja navat 2 ja 4 kuuluvat b-vaiheeseen. Kummankin vaiheen käämit on käämitty sarjaan siten, että ne synnyttävät samansuuntaisen magneettivuon. Kestomagneetti on akselilla siten, että vuo kulkee sen lävitse lukijaan nähden roottorin kauemmas päädyssä lähempään pätyyn, eli roottorin lähempi pääty on magneetin pohjoisnapa ja kauempi pääty taas etelänapa. Kuvassa tummennetut hampaat ovat kauemman pakettin hampaita ja vaaleat hampaat kuuluvat lähempään pakettiin.

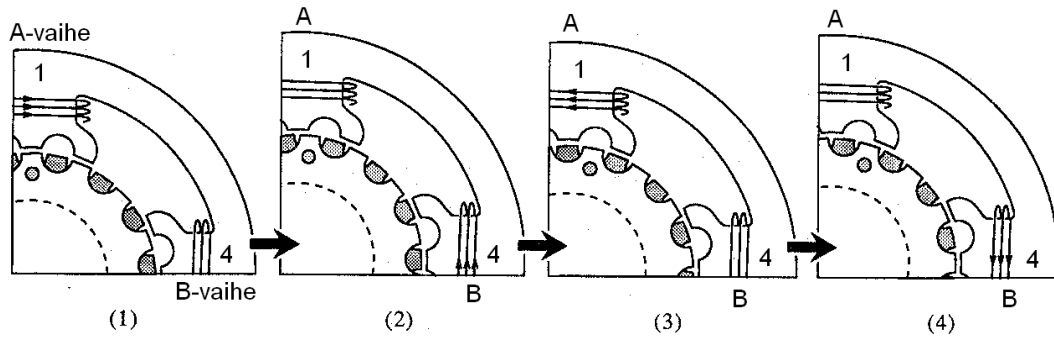
Hybridiaskelmoottorin toimintaperiaatetta on kätevää tarkastella pitämällä mag-

netoitavaan vaiheeseen kuuluvia napoja sähkömagneetin pohjois- ja etelänapoina. Kuvassa 6 a-vaiheen käämit magnetoidaan siten, että syntyy navasta 3 ilmavälin ja roottorin läpi napaan 1 kulkeva magneettivuo, eli napaa 1 voidaan pitää magneettisena etelänapana ja napaa 3 pohjoisnapana. Tällöin napa 1 vetää puoleensa roottorin pohjoisnapaa eli lähemmän paketin hampaita, ja napa 3 vetää puoleensa roottorin etelänapaa eli kauemman paketin hampaita.

Kuvassa 7 on esitetty hybridiaskelmoottorin roottorin asennon muuttuminen eräällä magnetointisekvenssillä (Kenjo ja Sugawara 1994). Kuvasarjan ensimmäinen asento vastaa kuvaa 6, eli a-vaiheen käämejä magnetoidaan sellaisella virralla, että napa 1 on magneettinen etelänapa ja napa 3 pohjoisnapa. Seuraavaksi b-vaiheen käämejä magnetoidaan siten, että vuo kulkee navasta 4 ilmavälin ja roottorin läpi napaan 2, jolloin navasta 4 tulee magneettinen pohjoisnapa ja navasta 2 etelänapa. Tällöin napa 4 vetää puoleensa kauemman roottoripaketin hampaita ja napa 2 lähemmän paketin hampaita, jolloin roottori kääntyy hammasjaon neljänneksen verran myötäpäivään kuvasarjan toisen kuvan mukaiseen asentoon. Kolmannen kuvan osoittamaan asentoon roottori saadaan magnetoimalla a-vaiheen käämejä etumerkiltään vastakkaisella virralla edelliseen kertaan verrattuna, ja neljännen kuvan mukaiseen asentoon taas magnetoimalla b-vaiheen käämejä vastakkaismerkkisellä virralla edelliseen kertaan verrattuna. Jos a- ja b-vaiheiden virroiksi asennoissa 1 ja 2 sovitaan I_A ja I_B , edellä kuvattu liike saadaan siis aikaan käyttämällä vuorotellen virtoja I_A , I_B , $-I_A$ ja $-I_B$. Vastapäivään roottori taas saadaan pyörimään käyttämällä vuorotellen virtoja I_A , $-I_B$, $-I_A$ ja I_B . Moottorin nopeutta säädetään magnetointien tiheydellä: mitä nopeammin magnetointivirtoja vuorotellaan, sitä nopeammin roottori pyörii.



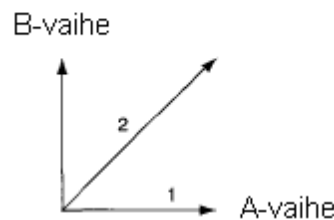
Kuva 6: Hybridiaskelmoottorin poikkileikkaus (Kenjo ja Sugawara 1994).



Kuva 7: Kuvasarja roottorin asennon muuttumisesta eräällä magnetointisekvenssillä (Kenjo ja Sugawara 1994).

Kestomagneetin staattoriin synnyttämää käämivuota voidaan kuvata staattorikoordinaatistossa pyörivän käämivuovektorin avulla (Wale ja Pollock 2001). Kestomagneetti synnyttää vaihekäämeihin roottorin asennon suhteen sinimuotoisesti vaihtelevat käämivuot, joissa on perusaallon lisäksi myös kolmas yliaalto. Kun yliaalto jätetään huomiotta, voidaan a- ja b-vaiheen käämivoiden sanoa olevan $\psi_{pm} \cos(\omega t)$ ja $\psi_{pm} \sin(\omega t)$ eli käämivuota voidaan kuvata vakiopituisella staattorikoordinaatistossa pyörivällä vektorilla, jonka pituus on ψ_{pm} ja sähkökulmanopeus ω .

Myös staattorivirtojen synnyttämää käämivoita voidaan kuvata staattorikoordinaatistossa sijaitsevilla käämivuovektorilla (Wale ja Pollock 2001). Kun oletetaan, ettei vaihekäämien välillä ole magneettista kytkentää eli keskinäisinduktanssia, voidaan eri vaiheiden käämivoita ohjata toisistaan riippumatta ja täten synnyttää mielivaltaisen suuruinen ja suuntainen käämivuovektori. Kuvassa 8 on esitetty kahden eri magnetoinnin synnyttämää käämivuovektoria. Ensimmäinen vektori saadaan aikaan, kun a-vaihetta magnetoidaan tasavirralla, ja toinen vektori syntyy, kun molempia vaiheita magnetoidaan samalla tasavirralla kuin vektorin 1 tapauksessa.

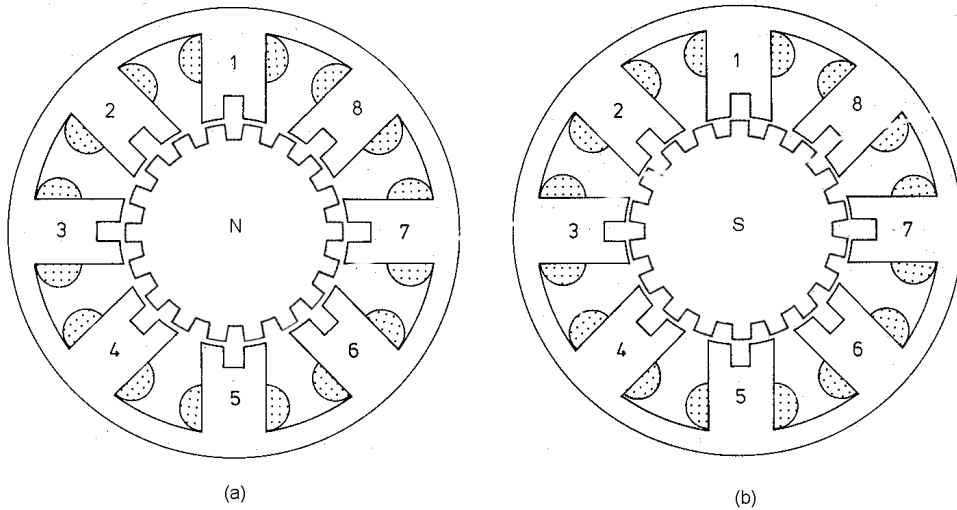


Kuva 8: Kaksi eri magnetoinnilla syntyvää staattorivuovektoria (Wale ja Pollock 2001).

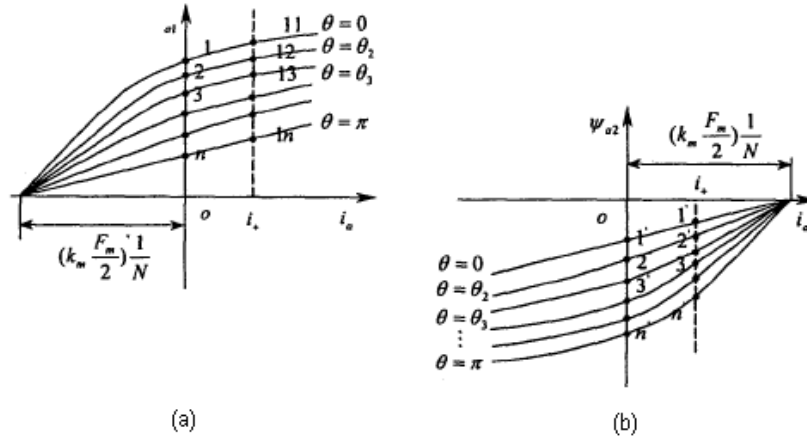
Hybridiaskelmoottorin magneettipiirin käyttäytymistä staattorivirran ja roottorin asennon suhteen voidaan tarkastella staattorinapojen magnetointikäyrästöjen avulla (Wang et al. 2001). Kuvassa 9a on moottorin poikkileikkaus roottorin magneettisen pohjoisnavan puolelta, ja kuvassa 9b taas etelänavan puolelta. Kuvassa roottori on asennossa $\theta = 0$. Parittomilla luvuilla merkityt navat kuuluvat a-vaiheeseen ja

parillisilla luvuilla merkityt b-vaiheeseen. A-vaiheen käämit on käämitty siten, että positiivinen virta tuottaa navoissa 1 ja 5 koneen säteen suunnassa ulospäin kulkevan käämivuon ja navoissa 3 ja 7 sisäänpäin kulkevan käämivuon. Staattorinavan voidaan ajatella jakautuvan akselin suunnassa kahteen puolikkaaseen, jolloin navan kokonaismagneettivuo on puolikkaissa kulkevien magneettivuiden summa. Kuvan 9a staattorinapojen puolikkaisiin viitataan merkinnöillä $N_1 - N_8$, kun taas merkinnöillä $S_1 - S_8$ viitataan kuvan 9b napojen puolikkaisiin.

Kuvassa 10a on esitetty staattorinavan puolikkaan N_1 magnetointikäyrät ja kuvassa 10b puolikkaan S_1 magnetointikäyrät. Kestomagneetti aiheuttaa puolikkaaseen N_1 positiivisen ja puolikkaaseen S_1 negatiivisen vuon. Kun roottori on asennossa $\theta = 0$ eikä a-vaiheen käämiin syötetä virtaa, puolikas N_1 on kyllästynyt, kun taas puolikas S_1 on lineaarisella alueella. Syötettäessä käämiin virtaa puolikkaan N_1 kyllästys kasvaa, mutta osa S_1 pysyy edelleen lineaarisella alueella. Tällöin navan 1 käämivuo kasvaa virtaa lisättäessä, mutta kasvunopeus pienenee virran funktiona. A-vaiheen induktanssi siis pienenee virtaa kasvatettaessa roottorin asennolla $\theta = 0$ (Wang et al. 2001). Kun roottori on asennossa $\theta = \pi$ (mikä vastaa kuvassa 9 roottorin kiertymistä puolen hammasjaon verran vastapäivään) eikä vaihekäämiin syötetä virtaa, puolikas N_1 on lineaarisella alueella ja puolikas S_1 on kyllästynyt. Virtaa kasvatettaessa puolikas N_1 pysyy lineaarisella alueella, ja puolikkaan S_1 kyllästys pienenee. Tällöin navan 1 käämivuo kasvaa virran funktiona, ja kasvunopeus suurenee virtaa lisättäessä. A-vaiheen induktanssi siis kasvaa virran funktiona roottorin asennolla $\theta = \pi$ (Wang et al. 2001).



Kuva 9: Hybridiaskelmoottorin poikkileikkaus roottorin (a) pohjois- ja (b) etelänavan kohdalta (Acarnley 1982).



Kuva 10: Navan 1 magnetointikäyrästöt (Wang et al. 2001).

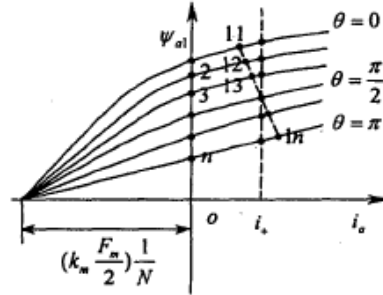
Kun vaihevirran synnyttämä vuo kulkee roottorissa, kestopagneetin magneettijännite muuttuu virran funktiona kestopagneetin sisäisen reluktanssin takia (Wang et al. 2001). Roottorin ollessa asennossa $\theta = 0$ roottorin ja staattorin ilmvälin reluktanssi on puolikkaiden N_1 ja S_3 kohdalla minimissään, kun taas puolikkaiden N_3 ja S_1 kohdalla se on maksimissaan. Tällöin suurin osa a-vaiheen virran synnyttämästä vuosta kulkee puolikkaiden N_1 ja S_3 kautta. Roottorissa virran synnyttämä vuo kulkee samaan suuntaan kuin kestopagneetin magneettivuo, mikä pienentää kestopagneetista saatavaa magneettijännitettä magneetin sisäisen reluktanssin takia.

Kun roottori on asennossa $\theta = \pi/2$, ilmvälin reluktanssi on puolikkaiden N_1 , N_3 , S_1 ja S_3 kohdalla yhtä suuri. Tällöin a-vaiheen virran tuottama magneettivuo kulkee moottorin pohjoisnavan päässä puolikkaiden N_1 ja N_3 kautta sekä eteläpäässä puolikkaiden S_1 ja S_3 kautta, eikä vaihevirta tuota akselin suuntaista magneettivuota. Tässä asennossa a-vaiheen virta ei siis vaikuta kestopagneetin magneettijännitteeseen.

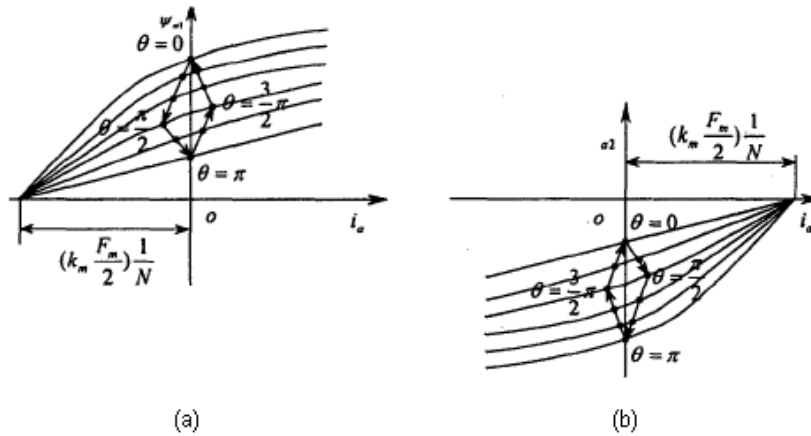
Roottorin ollessa asennossa $\theta = \pi$ ilmvälin reluktanssi puolikkaiden N_3 ja S_1 kohdalla on minimissään, ja puolikkaiden N_1 ja S_3 kohdalla se on maksimissaan. Suurin osa a-vaiheen virran synnyttämästä magneettivuosta kulkee siis puolikkaiden N_3 ja S_1 kautta, ja vuo kulkee roottorissa päinvastaiseen suuntaan kuin kestopagneetin synnyttämä vuo. Tämä puolestaan kasvattaa kestopagneetista magneettijännitettä. Kuvaan 11 katkoviivalla piirretty laskeva suora kuvaa vaihevirran vaikutusta puolikkaan N_1 magnetointikäyriin roottorin eri asennoilla. Mitä suurempi vaihevirta on, sitä enemmän suora poikkeaa pystysuorasta.

Edellä esitetyn lisäksi vaihevirran vaikutus kestopagneetin magneettijännitteeseen näkyy myös vaiheiden välisenä magneettisena kytkeytymisenä (Wang et al. 2001). Kuvassa 12 on esitetty b-vaiheen virran vaikutus a-vaiheen navan 1 magnetointikäyrästöihin. Kun roottori on asennossa $\theta = 0$, ilmvälin reluktanssi puolikkaiden N_2 , N_4 , S_2 ja S_4 kohdalla on yhtä suuri. Tällöin b-vaiheen virran synnyttämä magneettivuo kulkee moottorin pohjoisnavan päässä puolikkaiden N_2 ja N_4 kautta ja etelänavan päässä puolikkaiden S_2 ja S_4 kautta. Vaihevirta ei siis synnytä akse-

lin suuntaista magneettivuota eikä vaikuta a-vaiheen käämivuohon roottorin ollessa asennossa $\theta = 0$. Asennossa $\theta = \pi/2$ b-vaiheen virta synnyttää magneettivuon, joka kulkee roottorissa samaan suuntaan kuin kestopagneetinkin vuo, jolloin kestopagneetin magneettijännite pienenee. Roottorin asento $\theta = \pi$ vastaa asentoa $\theta = 0$, ja roottorin ollessa asennossa $\theta = 3\pi/2$ b-vaiheen virran synnyttämä magneettivuo kulkee roottorissa vastakkaiseen suuntaan kuin kestopagneetin synnyttämä vuo, jolloin kestopagneetin magneettijännite kasvaa (Wang et al. 2001).



Kuva 11: A-vaiheen virran vaikutus staattorinavan puolikkaan N_1 magnetointikäyriin (Wang et al. 2001).



Kuva 12: B-vaiheen virran vaikutus navan 1 magnetointikäyriin (Wang et al. 2001).

3 Hybridiaskelmoottorin mallintaminen

Tässä luvussa johdetaan dynaaminen malli hybridiaskelmoottorille. Ensin esitetään mallintamiseen tarvittavat yhtälöt ja yhtälöiden parametrien mittaaminen, ja lopuksi mallin hyvyttä arvioidaan yksinkertaisin mittauksin.

Mallinnettava moottori on kaksivaiheinen, kahdeksannapainen Nema 34 -runkokoon kone, jonka staattorilevypaketin pituus on noin 45 millimetriä. Staattori ja roottori on koottu puolen millimetrin paksuisista eristetyistä sähkölevyistä, ja roottorissa on kiekkomainen roottoripakettien väliin asennettu kestopagneetti.

Moottori on sarjavalmisteinen, mutta sen staattorikäänitystä on muokattu kaupallisesta moottorista. Valmistaja ei ole määritellyt muokatuilla vaihekäämeillä varustetulle moottorille nimellispistettä, eikä sitä myöskään ole mittauksin selvitetty. Tekstin sujuvoittamiseksi nimellisnopeudeksi kuitenkin kutsutaan työssä käsitellyn moottorikäytön suurinta nopeutta, jolla maksimivääntömomentin mukaiset virtaohjeet toteutuvat ilman kentänheikennyksen käyttöä. Tällä tavoin määriteltynä nimellisnopeus on noin 600 kierrosta minuutissa. Moottorikäytön maksimivääntömomentti on noin 3 newtonmetriä, ja se saavutetaan huippuarvoltaan noin 4,7 ampeerin suuruisilla vaihevirroilla. Vaihekäämejä syötetään vaihtosuuntaajalla, jonka välipiirin jännite on 96 voltia.

Moottorin mitat ja muut tekniset tiedot on esitetty liitteessä A.

3.1 Mallinnusyhtälöt

Piiri- ja vääntömomenttiyhtälöitä johdettaessa moottori oletetaan magneettisesti lineaariseksi, jolloin induktanssit eivät riipu virrasta. Todellisuudessa vaiheinduktanssi muuttuu virran kasvaessa: tietyssä roottorin asennossa se pienenee ja toisessa asennossa kasvaa virran funktiona, mikä pätee myös keskinäisinduktansseihin. Myös koneen rautahäviöt jätetään huomiotta, mikä voi varsinkin suurilla pyörimisnopeuksilla aiheuttaa epätarkkuutta. Nimellisnopeudella staattorivirtojen perusaallon taajuus on 500 hertsiä, ja vääntömomenttivärähtelyn poistamiseen käytettyjen yliaaltojen taajuudet ovat 1,5 ja 2,5 kilohertsiä. Näihin taajuuksiin nähden staattorin ja roottorin sähkölevyt ovat varsin paksuja, joten levyihin indusoituneet pyörrevirtoja, joita malli ei ennusta.

3.1.1 Piiriyhtälöt

Moottorin sähkömagneettinen käyttäytyminen mallinnetaan jännite- ja käänmivuoyhtälöiden avulla. Ensin johdetaan yhtälöt vaihesuureiden avulla esitettynä, jonka jälkeen johdetaan moottorin kaksiakselimalli.

Staattorin käänmivuoyhtälö on

$$\psi_{ab} = \mathbf{L}_{ab}\mathbf{i}_{ab} + \psi_{pm,ab}, \quad (1)$$

missä $\mathbf{i}_{ab} = [i_a \ i_b]^T$ on vaihevirtavektori ja $\boldsymbol{\psi}_{pm,ab} = [\psi_{pm,a} \ \psi_{pm,b}]^T$ roottorin kestopagneetin staattoriin synnyttämä käämivuovektori. Tekstin sujuvoittamiseksi jälkimmäisestä käytetään jatkossa nimitystä kestopagneettivuovektori. Yhtälön (1) vaiheinduktanssimatriisi on

$$\mathbf{L}_{ab} = \begin{bmatrix} L_a & M_{ab} \\ M_{ba} & L_b \end{bmatrix}, \quad (2)$$

missä L_a ja L_b ovat vaihekäämien itseisinduktanssit ja M_{ab} ja M_{ba} ovat vaihekäämien keskinäisinduktanssit. Jänniteyhtälö puolestaan on

$$\mathbf{u}_{ab} = R\mathbf{i}_{ab} + \frac{d\boldsymbol{\psi}_{ab}}{dt} = R\mathbf{i}_{ab} + \frac{d\mathbf{L}_{ab}\mathbf{i}_{ab}}{dt} + \frac{d\boldsymbol{\psi}_{pm,ab}}{dt}, \quad (3)$$

missä $\mathbf{u}_{ab} = [u_a \ u_b]^T$ on vaihejännitevektori ja R vaihekäämien resistanssi. Jänniteyhtälö saadaan derivoinnin ketjusäännön $\frac{d\mathbf{x}}{dt} = \frac{\partial\mathbf{x}}{\partial\theta} \frac{d\theta}{dt} = \omega \frac{\partial\mathbf{x}}{\partial\theta}$ avulla muotoon

$$\mathbf{u}_{ab} = \left[R\mathbf{I} + \omega \left(\frac{\partial\mathbf{L}_{ab}}{\partial\theta} \right) \right] \mathbf{i}_{ab} + \mathbf{L}_{ab} \frac{d\mathbf{i}_{ab}}{dt} + \omega \frac{\partial\boldsymbol{\psi}_{pm,ab}}{\partial\theta}, \quad (4)$$

missä ω on roottorin sähkökulmanopeus ja θ roottorin sähköinen asentokulma. Kulmassa $\theta = 0^\circ$ roottori on pitkittäisasennossa a-vaiheen napojen suhteen, ja kulmassa $\theta = 360^\circ$ roottori on kiertynyt yhden hammasjaon verran. Roottorin sähköisen ja mekaanisen asentokulman välillä vallitsee yhteys

$$\theta = Z_r \theta_m, \quad (5)$$

missä θ_m on roottorin mekaaninen asentokulma ja Z_r roottorin hampaiden lukumäärä (Kenjo ja Sugawara 1994). Roottorin sähkökulmanopeus ω on mekaanisen kulmanopeuden ω_m avulla lausuttuna

$$\omega = Z_r \omega_m \quad (6)$$

Moottorin pyörimisnopeus n ilmaistaan yleensä yksikössä 1/min. Sähkökulmanopeuden riippuvuus pyörimisnopeudesta on

$$\omega = 2\pi Z_r n \quad (7)$$

Kun vaiheinduktanssien toista yliaaltoa korkeammat yliaallot jätetään huomioimatta, Gaon ym. (2003) mukaan hybridiaskelmoottorin vaiheinduktanssimatriisi on

$$\mathbf{L}_{ab} = \begin{bmatrix} L_0 - L_2 \cos(2\theta) & -L_2 \sin(2\theta) \\ -L_2 \sin(2\theta) & L_0 + L_2 \cos(2\theta) \end{bmatrix}, \quad (8)$$

missä L_0 on vaiheinduktanssin keskiarvo ja L_2 vaiheinduktanssin toisen yliaallon amplitudi. Pattersonin (1977) mukaan a- ja b-vaiheen kestopagneettivuot muodostuvat roottorin asennon kosini- ja sinifunktioista sekä niiden parittomista yliaalloista. Kun kolmatta yliaaltoa korkeammat yliaallot jätetään huomioimatta, kestopagneettivuovektori on¹

$$\boldsymbol{\psi}_{pm,ab} = \begin{bmatrix} \psi_{pm1} \cos(\theta) + \psi_{pm3} \cos(3\theta) \\ \psi_{pm1} \sin(\theta) - \psi_{pm3} \sin(3\theta) \end{bmatrix}, \quad (9)$$

missä ψ_{pm1} on kestopagneettivuon perusaallon amplitudi ja ψ_{pm3} kestopagneettivuon kolmannen yliaallon amplitudi. Sijoittamalla yhtälöt (8) ja (9) yhtälöön (4) saadaan vaihekäämien jänniteyhtälöiksi

$$\begin{aligned} u_a = [R + 2\omega L_2 \sin(2\theta)]i_a + [L_0 - L_2 \cos(2\theta)]\frac{di_a}{dt} - 2\omega L_2 \cos(2\theta)i_b \\ - L_2 \sin(2\theta)\frac{di_b}{dt} - \omega[\psi_{pm1} \sin(\theta) + 3\psi_{pm3} \sin(3\theta)] \end{aligned} \quad (10)$$

$$\begin{aligned} u_b = [R - 2\omega L_2 \sin(2\theta)]i_b + [L_0 + L_2 \cos(2\theta)]\frac{di_b}{dt} - 2\omega L_2 \cos(2\theta)i_a \\ - L_2 \sin(2\theta)\frac{di_a}{dt} - \omega[3\psi_{pm3} \cos(3\theta) - \psi_{pm1} \cos(\theta)] \end{aligned} \quad (11)$$

Sähkökoneen yhtälöiden muuntaminen staattori- ja roottorikoordinaatistojen välillä voidaan tunnetusti tehdä muunnosmatriisin avulla. Koordinaatistomuunnosmatriisit kaksivaiheiselle hybridiaskelmoottorille ovat (Gao et al. 2003)

$$\mathbf{T}_{dq} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix}, \quad \mathbf{T}_{ab} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) \\ \sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (12)$$

Lisäksi jänniteyhtälön muuntamisessa käytetään matriiseja \mathbf{I} ja \mathbf{J} :

$$\mathbf{I} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{J} = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (13)$$

Piippo (2008) on johtanut kestopagneettitahtikoneen kaksiakselimallin käämivuon ja jänniteyhtälöt, jotka ovat samaa muotoa kuin hybridiaskelmoottorinkin yhtälöt. Niinpä seuraavassa esitetään kestopagneettitahtikoneelle johdetut yhtälöt, joihin lopuksi sijoitetaan hybridiaskelmoottorin induktanssien ja kestopagneettivoiden lausekkeet.

Staattorikoordinaatistossa esitetyt jännite-, virta- ja käämivuovektorit voidaan muuntaa roottorikoordinaatistoon – ja päin vastoin – matriisien \mathbf{T}_{dq} ja \mathbf{T}_{ab} avulla:

¹Yliaaltojen etumerkit on selvitetty kohdassa 3.2.3 esitetyissä mittauksissa.

$$\mathbf{x} = \mathbf{T}_{dq}\mathbf{x}_{ab} \quad (14)$$

$$\mathbf{x}_{ab} = \mathbf{T}_{ab}\mathbf{x} \quad (15)$$

Yhtälöissä (14) ja (15) $\mathbf{x} = [x_d \ x_q]^T$ on roottorikoordinaatistossa esitetty vektori ja $\mathbf{x}_{ab} = [x_a \ x_b]^T$ staattorikoordinaatistossa esitetty vektori. Staattorin käämivuoyhtälö (1) saadaan muunnettua roottorikoordinaatistoon kertomalla se vasemmalta puolelta matriisilla \mathbf{T}_{dq} (Piippo 2008):

$$\mathbf{T}_{dq}\boldsymbol{\psi}_{ab} = \mathbf{T}_{dq}\mathbf{L}_{ab}\mathbf{i}_{ab} + \mathbf{T}_{dq}\boldsymbol{\psi}_{pm,ab} \quad (16)$$

Yhtälöiden (14) ja (15) avulla staattorikäämivuoksi saadaan

$$\boldsymbol{\psi} = \mathbf{L}\mathbf{i} + \boldsymbol{\psi}_{pm}, \quad (17)$$

missä $\boldsymbol{\psi} = [\psi_d \ \psi_q]^T$ on staattorin käämivuovektori ja $\mathbf{i} = [i_d \ i_q]^T$ staattorin virtavektori roottorikoordinaatistoon muunnettuina. Käämivuoyhtälössä esiintyvät induktanssimatriisi ja kestopagneettivuovektori roottorikoordinaatistoon muunnettuina ovat

$$\mathbf{L} = \mathbf{T}_{dq}\mathbf{L}_{ab}\mathbf{T}_{ab} \quad (18)$$

$$\boldsymbol{\psi}_{pm} = \mathbf{T}_{dq}\boldsymbol{\psi}_{pm,ab} \quad (19)$$

Myös jänniteyhtälö (3) saadaan muunnettua roottorikoordinaatistoon kertomalla se vasemmalta matriisilla \mathbf{T}_{dq} (Piippo 2008):

$$\mathbf{T}_{dq}\mathbf{u}_{ab} = R\mathbf{T}_{dq}\mathbf{i}_{ab} + \mathbf{T}_{dq}\frac{d\boldsymbol{\psi}_{ab}}{dt} \quad (20)$$

Yhtälöiden (14) ja (15) avulla jänniteyhtälö saadaan muotoon

$$\mathbf{u} = R\mathbf{i} + \frac{d\boldsymbol{\psi}}{dt} + \omega\mathbf{J}\boldsymbol{\psi} \quad (21)$$

missä $\mathbf{u} = [u_d \ u_q]^T$ on staattorin jännitevektori roottorikoordinaatistoon muunnettuina. Sijoittamalla käämivuoyhtälö (17) tähän saadaan staattorin jänniteyhtälöksi

$$\mathbf{u} = \left[R\mathbf{I} + \omega \left(\frac{\partial \mathbf{L}}{\partial \theta} + \mathbf{J}\mathbf{L} \right) \right] \mathbf{i} + \mathbf{L} \frac{d\mathbf{i}}{dt} + \omega \left(\frac{\partial \boldsymbol{\psi}_{pm}}{\partial \theta} + \mathbf{J}\boldsymbol{\psi}_{pm} \right) \quad (22)$$

Kun yhtälöt (8) ja (9) sijoitetaan yhtälöihin (18) ja (19), roottorikoordinaatistoon muunnetuiksi induktanssimatriisiksi ja kestopagneettivuovektoriksi saadaan

$$\mathbf{L} = \begin{bmatrix} L_d & M_{dq} \\ M_{qd} & L_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_0 - L_2 & 0 \\ 0 & L_0 + L_2 \end{bmatrix} \quad (23)$$

$$\boldsymbol{\psi}_{pm} = \begin{bmatrix} \psi_{pm1} + \psi_{pm3} \cos(4\theta) \\ -\psi_{pm3} \sin(4\theta) \end{bmatrix} \quad (24)$$

Kun induktanssimatriisi ja kestopagneettivuovektori sijoitetaan yhtälöön (22), saadaan staattorijännitevektorin pitkittäis- ja poikittaishkomponenteiksi

$$u_d = Ri_d - \omega(L_0 + L_2)i_q + (L_0 - L_2)\frac{di_d}{dt} - 3\omega\psi_{pm3} \sin(4\theta) \quad (25)$$

$$u_q = Ri_q + \omega(L_0 - L_2)i_d + (L_0 + L_2)\frac{di_q}{dt} + \omega[\psi_{pm1} - 3\psi_{pm3} \cos(4\theta)] \quad (26)$$

3.1.2 Vääntömomentti

Krausen ym. (2002) mukaan pyörivän sähkökoneen tuottama vääntömomentti voidaan laskea magneettipiirin liittoenergian W_c avulla:

$$T(i, \theta) = Z_r \frac{\partial W_c(\mathbf{i}, \theta)}{\partial \theta} \quad (27)$$

Vääntömomenttia laskettaessa on syytä huomata, että yhtälössä (27) virtavektori ja roottorin asentokulma on valittu riippumattomiksi muuttujiksi, joten virtavektorin osittaisderivaatta kulman suhteen on nolla. Lineaarisen magneettipiirin liittoenergia on (Piippo 2008)

$$W_c = \frac{1}{2} \mathbf{i}_{ab}^T \mathbf{L}_{ab} \mathbf{i}_{ab} + \mathbf{i}_{ab}^T \boldsymbol{\psi}_{pm,ab} \quad (28)$$

Kun tämä sijoitetaan yhtälöön (27), saadaan koneen tuottamaksi vääntömomentiksi (Piippo 2008)

$$T = Z_r \left[\frac{1}{2} \mathbf{i}_{ab}^T \left(\frac{\partial \mathbf{L}_{ab}}{\partial \theta} \right) \mathbf{i}_{ab} + \mathbf{i}_{ab}^T \frac{\partial \boldsymbol{\psi}_{pm,ab}}{\partial \theta} \right] \quad (29)$$

Kun yhtälöt (8) ja (9) sijoitetaan yhtälöön (29), saadaan vääntömomentin lausekkeeksi

$$\begin{aligned} T = Z_r & \left(\psi_{pm1} [i_b \cos(\theta) - i_a \sin(\theta)] - 3\psi_{pm3} [i_a \sin(3\theta) + i_b \cos(3\theta)] \right. \\ & \left. + L_2 \sin(2\theta) (i_a^2 - i_b^2) - 2L_2 i_a i_b \cos(2\theta) \right) \end{aligned} \quad (30)$$

Vääntömomentin lauseke (29) voidaan muuntaa roottorikoordinaatistoon kirjoittamalla lausekkeen virta- ja kestopagneettivuovektorit sekä induktanssimatriisi vastaavien roottorikoordinaatistossa esitettyjen suureiden sekä muunnosmatriisien \mathbf{T}_{dq} ja \mathbf{T}_{ab} avulla (Piippo 2008):

$$T = Z_r \left[\frac{1}{2} (\mathbf{T}_{ab} \mathbf{i})^T \left(\frac{\partial \mathbf{T}_{ab} \mathbf{L} \mathbf{T}_{dq}}{\partial \theta} \right) (\mathbf{T}_{ab} \mathbf{i}) + (\mathbf{T}_{ab} \mathbf{i})^T \frac{\partial \mathbf{T}_{ab} \psi_{pm}}{\partial \theta} \right] \quad (31)$$

Vääntömomentin lauseke voidaan sieventää muotoon (Piippo 2008)

$$T = Z_r \mathbf{i}^T \left[\frac{1}{2} \left(\mathbf{J} \mathbf{L} + \frac{\partial \mathbf{L}}{\partial \theta} - \mathbf{L} \mathbf{J} \right) \mathbf{i} + \mathbf{J} \psi_{pm} + \frac{\partial \psi_{pm}}{\partial \theta} \right] \quad (32)$$

Sijoittamalla yhtälöt (23) ja (24) yhtälöön (32) saadaan vääntömomentin yhtälöksi

$$T = Z_r \left(\psi_{pm1} i_q - 2L_2 i_d i_q - 3\psi_{pm3} [i_d \sin(4\theta) + i_q \cos(4\theta)] \right) \quad (33)$$

3.2 Mallinnusyhtälöiden parametrien estimointi

Moottorin sähkömagneettisen käyttäytymisen mallintamiseksi laskettiin vaihekäämien induktanssit ja kestopagneettivuot roottorin asennon funktiona. Jännitteet ja virrat mitattiin Tiepie engineeringin valmistamalla USB-väylään kytkettävällä Handyscope HS3 100 MHz -oskilloskoopilla. Jännitteen mittaamiseen käytettiin Oscilloscope Probe Kit Model HP-3060 60 MHz -mittapäitä, ja induktanssimittauksissa virran mittaamiseen käytettiin Fluken i30s AC/DC Current Clamp -virtamittaria. Lisäksi induktanssin mittaamisessa tarvittava tasajännite tuotettiin Mastech DC Power Supply HY3005D -virtalähteellä.

Seuraavassa on esitelty mittauksiin liittyvät yhtälöt, mittauksien käytännön järjestely sekä tulokset.

3.2.1 Resistanssi

Vaihekäämien resistanssit mitattiin GW:n valmistamalla GOM-801G -milliohmimittarilla. A-vaiheen käämin resistanssiksi saatiin 434 milliohmia ja b-vaiheen resistanssiksi 433 milliohmia. Moottorin mallinnuksessa staattoriresistanssina käytetään näiden keskiarvoa eli 433,5 milliohmia.

3.2.2 Induktanssi

Vaihekäämien itseinduktanssit selvitettiin syöttämällä käämiin jännitepulssi roottorin ollessa lukittuna ja mittaamalla käämin jännitettä ja virtaa. Koska roottori on mittauksen aikana paikallaan, kestopagneettivuon voidaan olettaa pysyvän vakiona. Toisessa vaihekäämissä ei kulje virtaa, joten keskinäisinduktanssi ei vaikuta mitattavan käämin jännitteeseen. Tällöin yhtälöstä (3) saadaan vaihejännitteelle yhtälö

$$u = Ri + \frac{dLi}{dt} \quad (34)$$

Tästä saadaan yhtälö staattorivirran synnyttämälle käämivuolle:

$$Li(t) = \int [u(t) - Ri(t)] dt \quad (35)$$

Mitatusta jännitteestä ja virrasta voidaan laskea lauseke (35) ajan funktiona. Kun tämä sijoitetaan kuvaan pystyakselille ja mitattu virta vaaka-akselille, voidaan vaihekäämin induktanssi lukea syntyvältä magetointikäyrältä.

Vaihekäämiin syötettävä jännitepulssi tuotettiin tasajännitelähteellä, joka kytkettiin noin 20 senttimetriä pitkän moottorikaapelin vaihejohtimien väliin. Jännitelähteen positiivisen navan ja moottorikaapelin toisen vaihejohtimen välissä oli kytkin, jolla käämin jännite kytkettiin päälle ja pois. Jännite mitattiin vaihejohtimien päistä, ja virta mitattiin jännitelähteen ja toisen vaihejohtimen väliin kytketystä johdosta. Häiriöiden vaikutuksen minimoimiseksi johto kierrettiin yhteensä kymmenen kertaa virtamittarin lävitse.

Jännite- ja virtamittari kytkettiin USB-väylään kytkettävään oskilloskooppiin. Yhdessä mittauksessa otettiin 100 000 näytettä 500 kilohertsin näytteenottotaajuudella eli kukin mittaus kesti 200 millisekuntia. Lauseke (35) laskettiin Matlabilla mitatun jännitteen ja virran perusteella kullekin mittaukselle. Resistanssi laskettiin jännitteen ja virran keskiarvojen suhteesta aikavälillä 150 – 200 millisekuntia, jolloin virta oli saavuttanut pysyvän tilan arvonsa.

Vaihekäämien induktanssit mitattiin roottorin asennoilla $0^\circ - 7,5^\circ$ puolen asteen välein, mikä vastaa sähköisinä kulmina asentoja $0^\circ - 375^\circ$ 25 asteen välein. Jokaisessa asennossa tehtiin viisi mittausta. Asennossa 0° roottori on likimain pitkitäisasennossa a-vaiheen napojen suhteen, eli roottori hakeutui tähän asentoon, kun a-vaiheen käämiä syötettiin positiivisella tasajännitteellä. Magnetointikäyrä laskettiin kullekin mittaukselle, ja magnetointikäyriin sovitettiin pienimmän neliösumman menetelmällä origon kautta kulkeva suora. Sovitukseen käytetty Matlab-koodi on esitetty liitteessä B. Induktanssi arvioitiin sovitetun suoran kulmakertoimesta, ja lopulliset induktanssit kullakin roottorin asennolla laskettiin viiden induktanssin keskiarvosta.

A-vaiheen käämin jännite ja virta roottorin asennolla 0° on esitetty kuvassa 13. Kuvasta nähdään, että käämin jännite on pysyvässä tilassa pienempi kuin mittauksen alussa, mikä johtuu virranmittaukseen käytetyn johdon resistanssista. Jotta johto saatiin kierrettyä kymmeneen kertaan virtamittarin läpi, täytyi käyttää pitkää ja melko ohutta johtoa, jonka resistanssi on luonnollisesti suuri. Kun käytettiin lyhyttä ja paksua johtoa, jolloin johto vietiin virtamittarin läpi vain kerran, ilmiötä ei esiintynyt. Kuvasta 13 niin ikään nähdään, että jännite putoaa alkuhetken jälkeen pysyvän tilan jännitettä pienemmäksi, mikä johtune jännitelähteen jännitteenale-
nemasta suurilla virranmuutoksilla. Aivan mittauksen alussa esiintyy myös negatiivinen jännitepiikki. Jännitteen muutoksien vaikutus lopputulokseen lienee kuitenkin hyvin vähäinen, sillä yhtälön (35) mukainen laskenta ei edellytä vakiojännitettä.

A-vaiheen käämin magnetointikäyrä ja siihen sovitettu origon kautta kulkeva suora

roottorin asennolla 0° on esitetty kuvassa 14. Magnetointikäyrä on melko lineaarinen, joskin pientä aaltoilua suoran molemmin puolin on nähtävissä: alussa magnetointikäyrä on hieman sovitettun suoran alapuolella, ja loppupuolella käyrä taas kulkee sen yläpuolella. Magnetointikäyrän muoto on hyvin samanlainen jokaisessa mittauksessa, joskin käyrän maksimipoikkeama suorasta vaihteli hieman. Syytä ilmiöön ei saatu selville, mutta koska se on hyvin heikko, päätettiin että magnetointikäyrää voidaan approksimoida sovitetulla suoralla moottorin mallintamisen kannalta riittävän tarkasti.

Kuvassa 15 on esitetty a-vaiheen magnetointikäyriä roottorin asennoilla 0° , 2° ja $3,5^\circ$, mitkä vastaavat likimain sähkökulmia 0° , 90° ja 180° . Kuvasta nähdään, että asennossa 0° vaihekäämin induktanssi pienenee virran kasvaessa. Kyseisessä asennossa staattorinavan toinen puolikas on pitkittäisasennossa ja toinen puolikas poikittaisasennossa roottorin hampaiden suhteen. Kestomagneetti synnyttää pitkittäisasennossa olevan navan puolikkaaseen positiivisen ja poikittaisasennossa olevan navan puolikkaaseen negatiivisen magneettivuon. Alkutilassa pitkittäisasennossa oleva navan puolikas on kyllästynyt, kun taas poikittaisasennossa oleva navan puolikas on lineaarisella alueella. Kun käämiin syötetään virtaa, pitkittäisasennossa oleva navan puolikkaan kyllästys kasvaa, kun taas poikittaisasennossa oleva puolikas pysyy lineaarisella alueella. Tällöin navan kokonaiskäämivuo kasvaa, mutta kasvunopeus pienenee virtaa kasvatettaessa eli vaihekäämin induktanssi pienenee virran funktiona.

Roottorin ollessa asennossa $3,5^\circ$ eli likimain sähkökulmassa 180° vaiheinduktanssi kasvaa virran funktiona. Nyt kestomagneetti synnyttää pitkittäisasennossa olevaan navan puolikkaaseen negatiivisen ja poikittaisasennossa olevaan puolikkaaseen positiivisen magneettivuon. Alkutilassa pitkittäisasennossa oleva puolikas on kyllästynyt, ja poikittaisasennossa oleva puolikas on lineaarisella alueella. Kun käämiin syötetään virtaa, pitkittäisasennossa olevan navan puolikkaan kyllästys pienenee, kun taas poikittaisasennossa oleva navan puolikas pysyy lineaarisella alueella. Vaihekäämin induktanssi siis kasvaa virtaa kasvatettaessa.

Roottorin ollessa asennossa 2° eli likimain sähkökulmassa 90° staattorinavan molemmat puolikkaat ovat yhtä kaukana niin poikittais- kuin pitkittäisasennostakin. Kestomagneetti synnyttää toiseen puolikkaaseen positiivisen ja toiseen negatiivisen magneettivuon, ja voiden itseisarvot ovat samat. Vaihevirtaa kasvatettaessa toisen puolikkaan kyllästys pienenee saman verran kuin toisen puolikkaan kyllästys kasvaa, jolloin vaihekäämin induktanssi on virran suhteen likimäärin vakio.

Kaikkiaan kuvassa 15 esitetyt käyrät vastaavat kohdassa 2.3 käsiteltyä vaiheinduktanssin käyttäytymistä virran suhteen. Kuvan perusteella vaiheinduktanssia voidaan pitää kaikissa roottorin asennoissa vakiona noin yhden ampeerin virtaan asti.

A- ja b-vaiheiden induktanssi roottorin asennon funktiona on esitetty kuvissa 16 ja 17. Induktansseille laskettiin kaksi eri sovituskäyrää. Toinen sovituskäyristä koostuu keskiarvosta ja toisesta yliaallosta ja toinen keskiarvosta, perusaallosta ja toisesta yliaallosta. Kuvissa siniset pisteet ovat viiden lasketun induktanssin keskiarvoja, kun taas punainen ja vihreä käyrä ovat pistejoukkoon pienimmän neliösumman avulla

lasketut sovituskäyrät. Roottori ei ole nollan asteen kohdalla täsmälleen pitkittäis-asennossa a-vaiheen napojen suhteen, mikä huomioitiin sovituksessa lisäämällä sovituskäyriin vaihesiirto yhdeksi estimoitavaksi parametriksi. Sovitukseen käytetty Matlab-koodi on esitetty liitteessä C.

Kuvissa 16 ja 17 keskiarvosta, perusaallosta ja toisesta yliaallosta muodostetut sovituskäyrät vastaavat mitattuja pisteitä varsin hyvin. Keskiarvosta ja toisesta yliaallosta muodostettu sovituskäyrä vastaa b-vaiheen mittauksia niin ikään hyvin. A-vaiheen itseisinduktanssissa taas keskiarvosta ja toisesta yliaallosta muodostettu sovituskäyrä vastaa mittauksia selvästi heikommin kuin tarkempi sovituskäyrä.

Taulukoihin 1 ja 2 on koottu vaihekäämien itseisinduktanssien komponentit kolmen ja kahden termin sovituksella. Kun induktanssien komponentteja merkitään positiivisilla luvuilla, induktanssit ovat

$$L_a(\theta) = L_0 - L_1 \cos(\theta) - L_2 \cos(2\theta) \quad (36)$$

$$L_b(\theta) = L_0 + L_1 \cos(\theta) + L_2 \cos(2\theta) \quad (37)$$

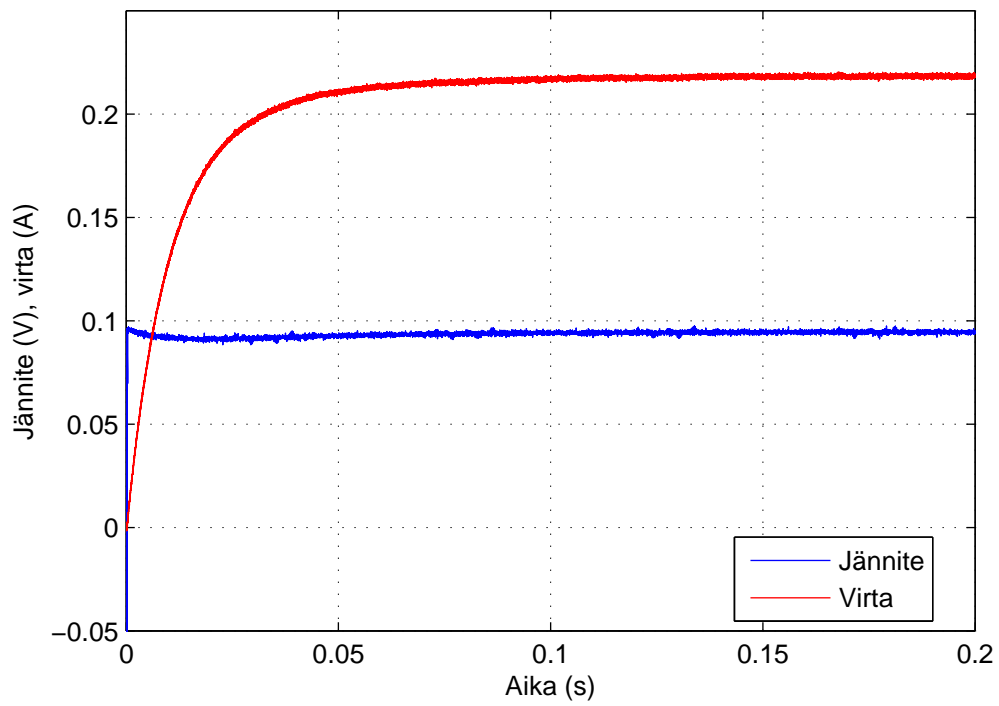
Moottorin mallintamiseen käytetään taulukon 2 arvoja. Kun vaiheinduktanssien komponenttien keskiarvot sijoitetaan roottorikoordinaatistossa esitetyn induktanssimatriisin lausekkeeseen (23), saadaan pitkittäis- ja poikittaisakselien induktansseiksi 4,653 ja 4,908 millihenryä. Pitkittäis- ja poikittaisakselin välillä ei ole magneettista kytkentää.

Taulukko 1: Vaihekäämien itseisinduktanssien komponentit kolmen termin sovituksella.

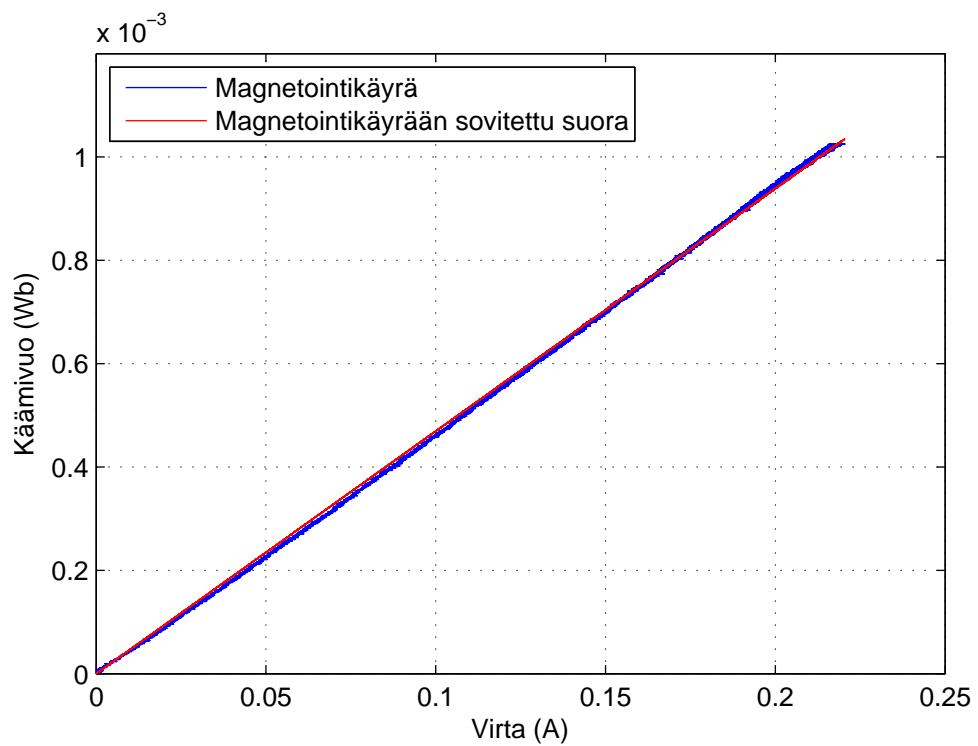
Induktanssi	L_0 (mH)	L_1 (mH)	L_2 (mH)
L_a	4,913	0,088	0,127
L_b	4,655	0,005	0,114

Taulukko 2: Vaihekäämien itseisinduktanssien komponentit kahden termin sovituksella.

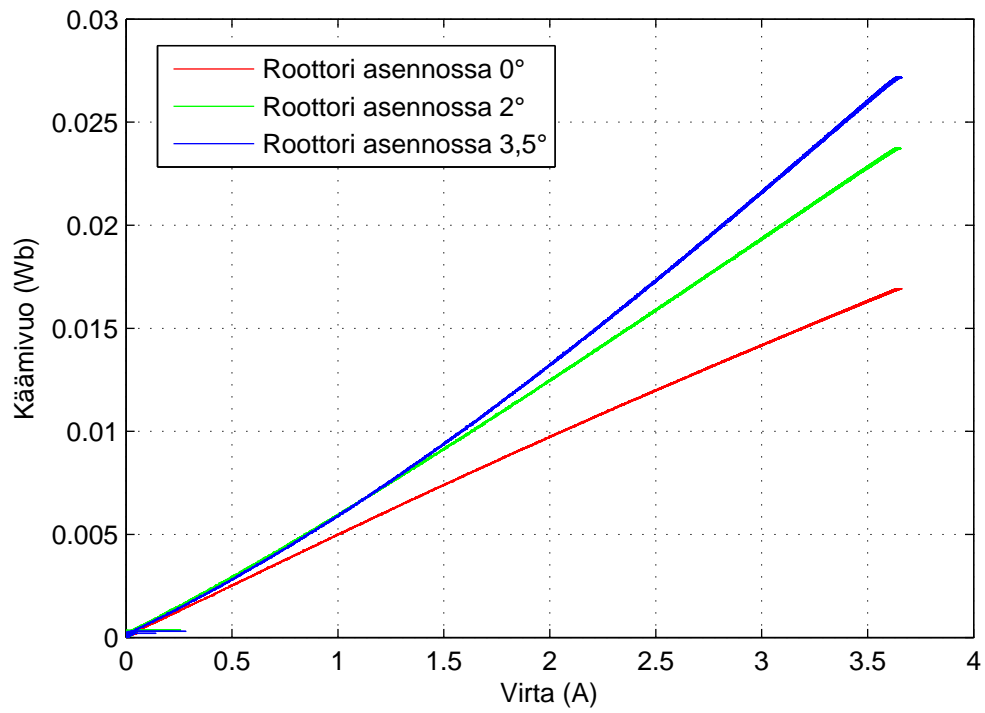
Induktanssi	L_0 (mH)	L_2 (mH)
L_a	4,906	0,141
L_b	4,655	0,115



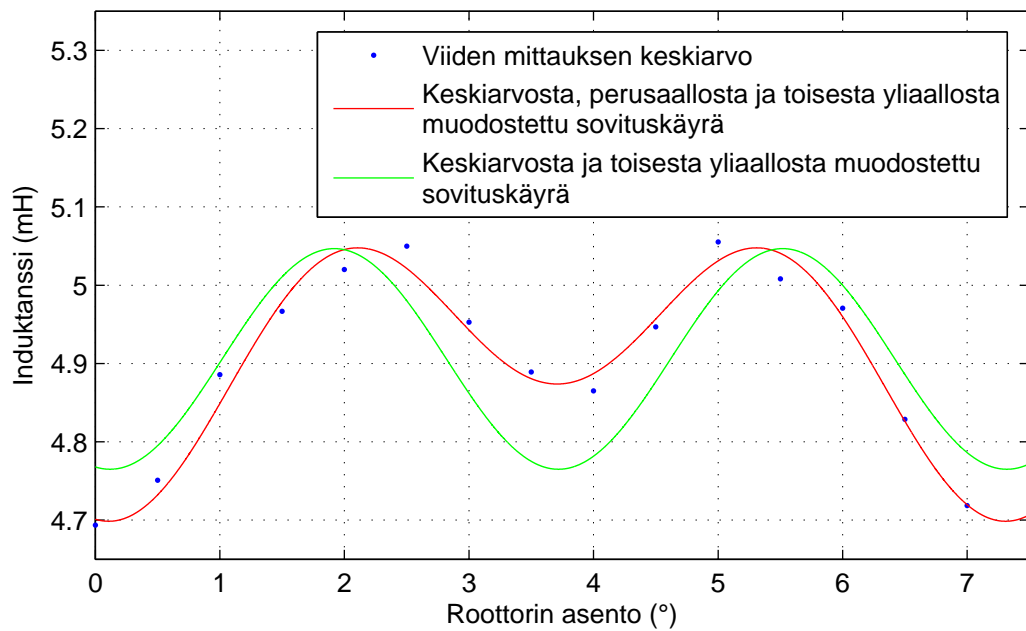
Kuva 13: A-vaiheen käämin jännite ja virta roottorin asennolla 0° .



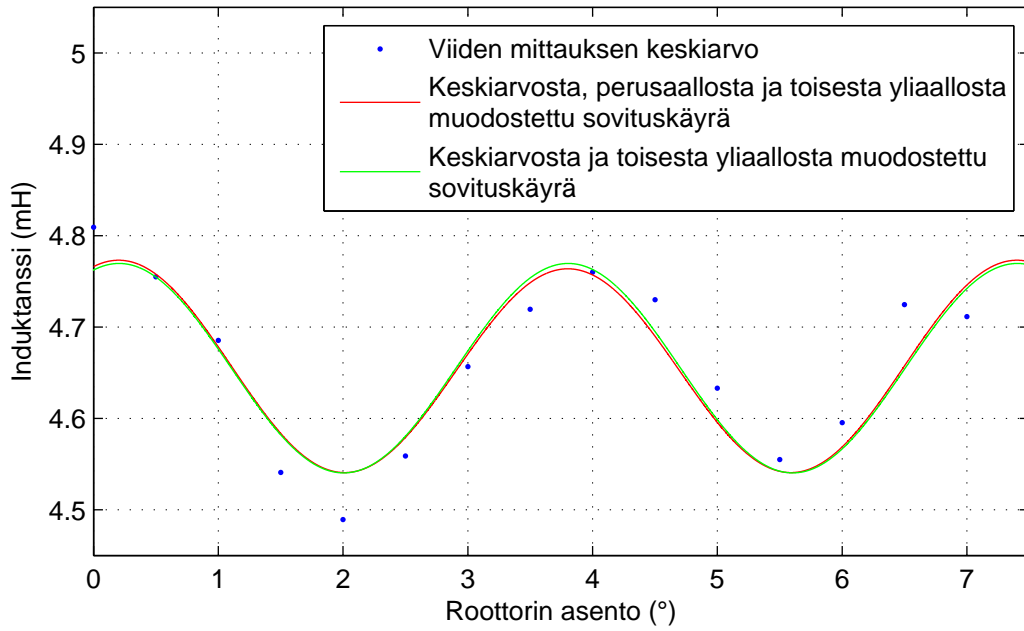
Kuva 14: A-vaiheen käämin magnetointikäyrä roottorin asennolla 0° .



Kuva 15: A-vaiheen käämin magnetointikäyriä eri roottorin asennoilla.



Kuva 16: A-vaiheen induktanssi roottorin asennon funktiona.



Kuva 17: B-vaiheen induktanssi roottorin asennon funktiona.

Vaihekäämien keskinäisinduktanssit selvitettiin syöttämällä yhteen vaihekäämiin jännitepulssi ja mittaamalla syötettävän käämin virtaa ja toisen käämin jännitettä. Molempien käämien keskinäisinduktanssit mitattiin, mutta seuraavassa esitetään yhtälöt vain toiselle käämille. Käämissä, jonka jännitettä mitataan, ei kulje virtaa, jolloin yhtälöstä (3) saadaan b-vaihetta syötettäessä a-vaiheen jänniteyhtälöksi

$$u_a = \frac{dM_{ab}i_b}{dt} \quad (38)$$

Integroimalla edellinen ajan suhteen yhtälö b-vaiheen virran a-vaiheeseen synnyttämälle käämivuolle:

$$M_{ab}i_b(t) = \int u_a(t)dt \quad (39)$$

Keskinäisinduktanssi mitattiin samalla laitteistolla ja suurilta osin samalla tavoin kuin vaihekäämien itseisinduktanssitkin. Ainoa ero mittaustavassa oli se, että käämiin syötettävä jännitepulssi ja siten myös käämin virta oli suurempi. Näin tehtiin siksi, että keskinäisinduktanssi on vaiheinduktanssia huomattavasti pienempi, jolloin toiseen käämiin indusoituva jännite on pieni ja häiriöt hankaloittavat jännitteen mittaamista. Suurempaa syöttöjännitettä käytettäessä virran nousunopeus ja siten myös mitattavaan käämiin indusoituva jännite ovat suurempia, jolloin häiriöt vaikuttavat lopputulokseen vähemmän. Mitatussa jännitteessä on keskiarvoltaan nolasta poikkeavaa kohinaa, joten ennen yhtälön (39) käyttöä jännitteestä vähennettiin muutosilmiön jälkeinen keskiarvo.

Suuren syöttöjännitteen aiheuttaman suuren virran takia keskinäisinduktanssi muuttuu virran funktiona tietyillä roottorin asennoilla, joten itseisinduktanssia laskettaessa käytetty suoran sovittaminen magnetointikäyrään ei toimi. Jokaisella roottorin asennolla tehtiin viisi mittausta, ja mitatuista jännitteistä ja virroista laskettiin keskiarvot sen jälkeen, kun jännitteistä oli vähennetty kohinan aiheuttama keskiarvo. Tämän jälkeen magnetointikäyrät laskettiin ja piirrettiin yhtälön (39) avulla. Eri asentojen keskinäisinduktanssit poimittiin piirretyistä käyristä alueella, jolla induktanssi on likimäärin vakio.

Kuvassa 18 on esitetty a-vaiheeseen indusoitunut jännite ja b-vaiheen virta ajan funktiona, kun roottori on asennossa $\theta = 0^\circ$. Kuvassa 19 on edellisen kuvan jännite paremmalla pystyakselin skaalauksella. Kuvassa 20 on esitetty a-vaiheen käämivuo b-vaiheen virran funktiona roottorin asennoissa, jotka vastaavat likimäärin asentoja $\theta = 0^\circ$, $\theta = 90^\circ$, $\theta = 180^\circ$ ja $\theta = 270^\circ$ sähköasteina.

Vaihekäämien keskinäisinduktanssit on esitetty kuvissa 21 ja 22. Induktansseille laskettiin kaksi eri sovituskäyrää, joista toinen koostuu keskiarvosta, perusaallosta ja toisesta yliaallosta ja toinen keskiarvosta ja toisesta yliaallosta. Kuvissa siniset pisteet ovat viiden mittauksen keskiarvosta lasketut keskinäisinduktanssit, kun taas punainen ja vihreä käyrä ovat pistejoukkoon pienimmän neliösumman menetelmällä lasketut sovituskäyrät. Keskinäisinduktanssi M_{ab} kuvaa b-vaiheen virran a-vaiheeseen aiheuttamaa käämivuota. Sen perusaalto on hyvin pieni verrattuna toiseen yliaaltoon. Toisen keskinäisinduktanssin keskiarvosta ja toisesta yliaallosta muodostettu sovituskäyrä taas kuvaa induktanssin käyttäytymistä heikommin kuin keskiarvosta, perusaallosta ja toisesta yliaallosta muodostettu sovituskäyrä.

Taulukoihin 3 ja 4 on koottu vaihekäämien keskinäisinduktanssien komponentit kolmen ja kahden termin sovituksella. Kun induktanssien komponentteja merkitään positiivisilla luvuilla, induktanssit ovat

$$M_{ab}(\theta) = -M_0 + M_1 \sin(\theta) - M_2 \sin(2\theta) \quad (40)$$

$$M_{ba}(\theta) = -M_0 + M_1 \sin(\theta) - M_2 \sin(2\theta) \quad (41)$$

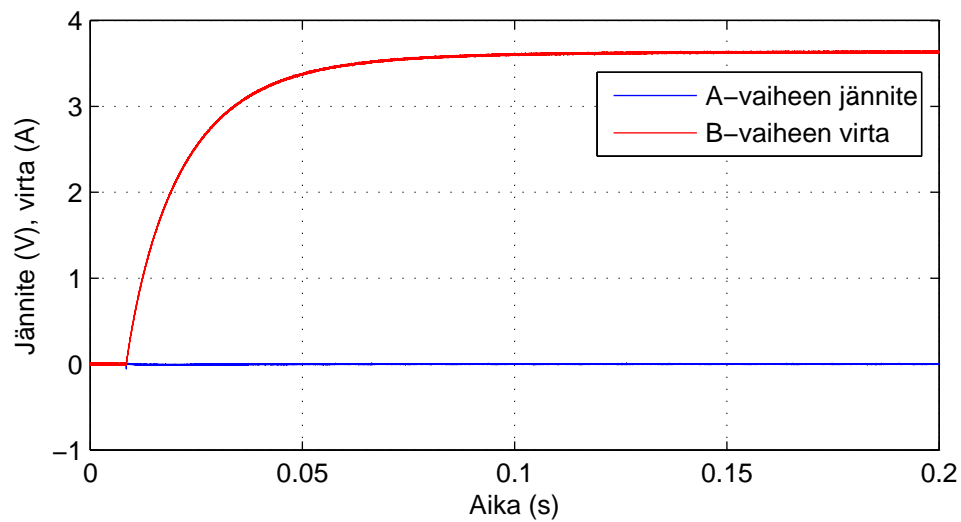
Gaon (2003) ym. mukaan hybridiaskelmoottorin vaihekäämien keskinäisinduktanssit ovat $M_{ab}(\theta) = M_{ba}(\theta) = -L_2 \sin(2\theta)$. Taulukoiden 3 ja 4 mittaustuloksissa keskinäisinduktanssien yliaaltojen amplitudien suuruus on kuitenkin vain noin 50-60 prosenttia vaihekäämien itseisinduktanssien yliaaltojen amplitudeista. Lisäksi keskinäisinduktansseissa on yliaaltoihin nähden merkittävän suuruiset keskiarvot, ja toisen vaihekäämin keskinäisinduktanssissa on samaa suuruusluokkaa oleva perusaalto. Näistä seikoista huolimatta moottoria mallinnettaessa keskinäisinduktanssien oletetaan yksinkertaisuuden vuoksi olevan muotoa $-L_2 \sin(2\theta)$.

Taulukko 3: Vaihekäämien keskinäisinduktanssien komponentit kolmen termin sovituksella.

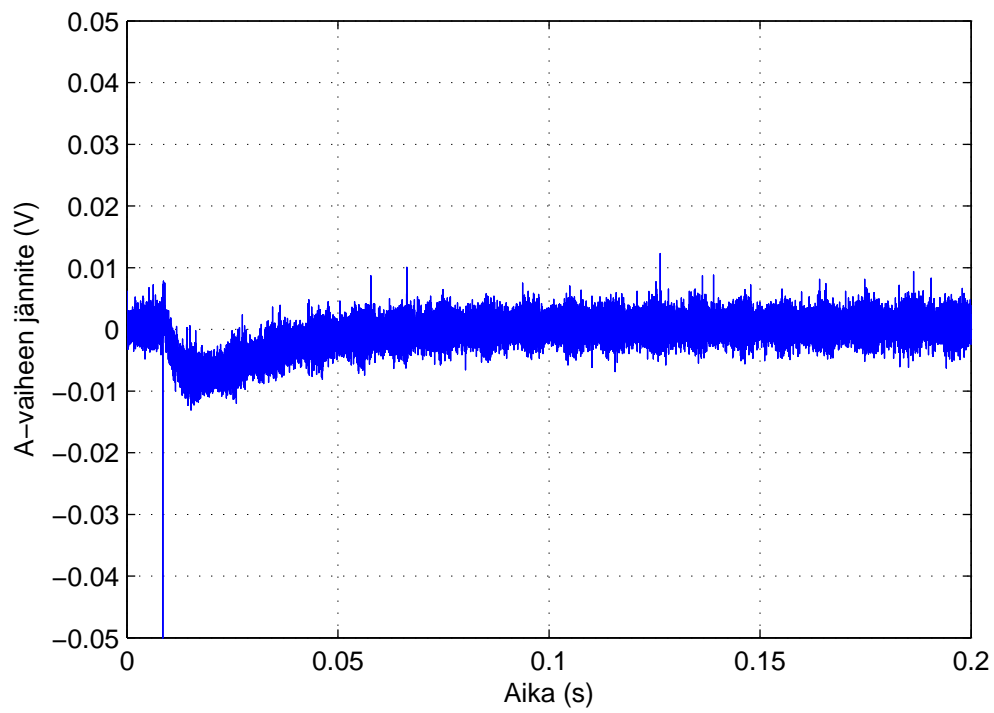
Induktanssi	M_0 (mH)	M_1 (mH)	M_2 (mH)
M_{ab}	0,024	0,008	0,069
M_{ba}	0,015	0,018	0,068

Taulukko 4: Vaihekäämien keskinäisinduktanssien komponentit kahden termin sovituksella.

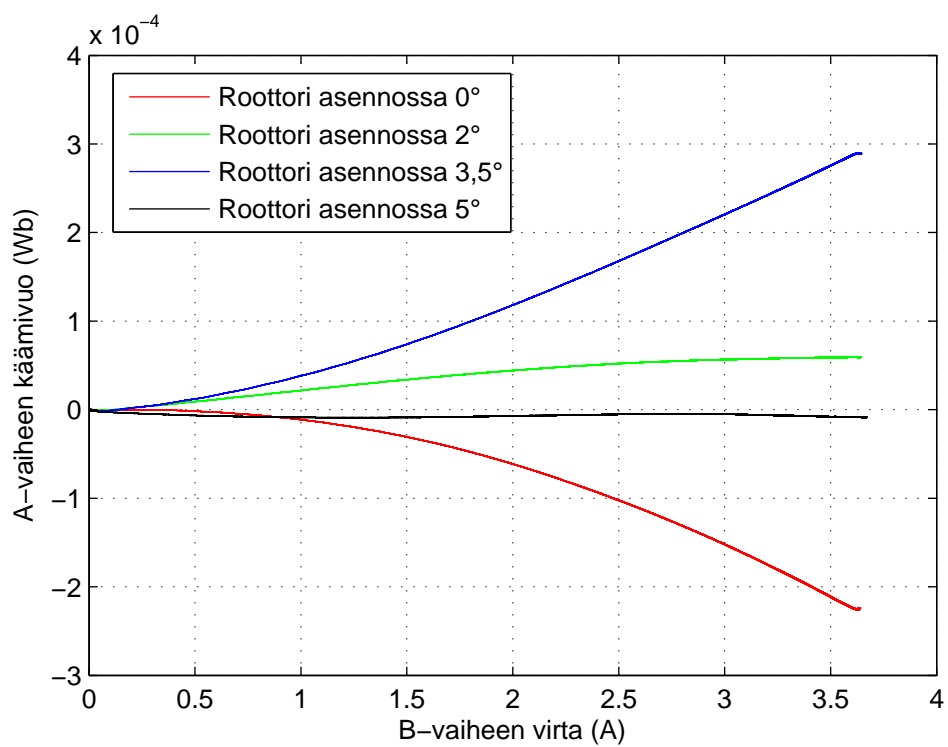
Induktanssi	M_0 (mH)	M_2 (mH)
M_{ab}	0,024	0,069
M_{ba}	0,015	0,067



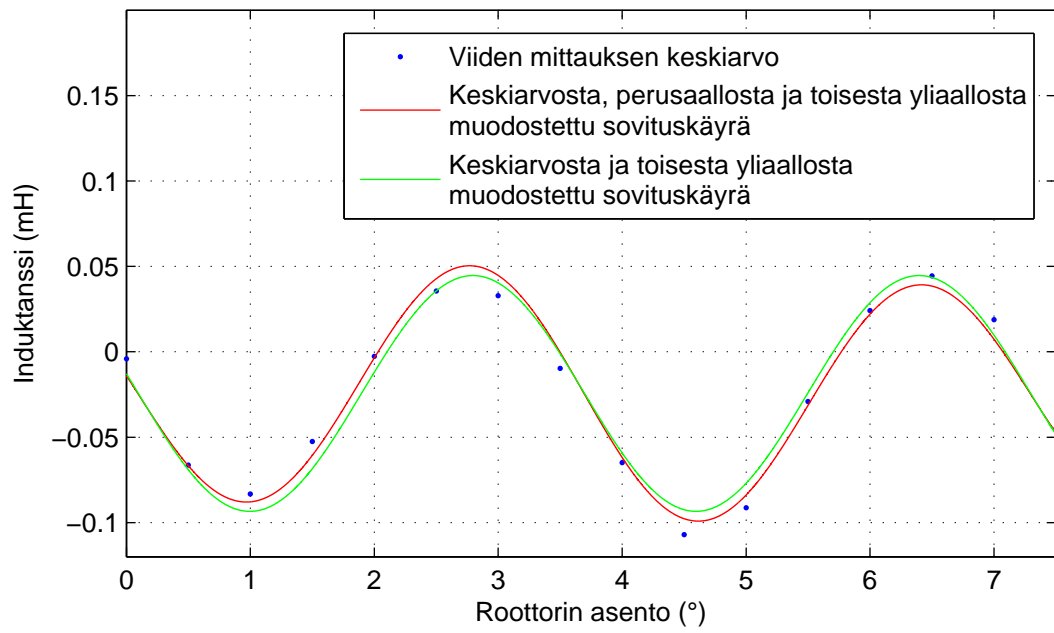
Kuva 18: A-vaiheen jännite ja b-vaiheen virta roottorin asennolla 0° .



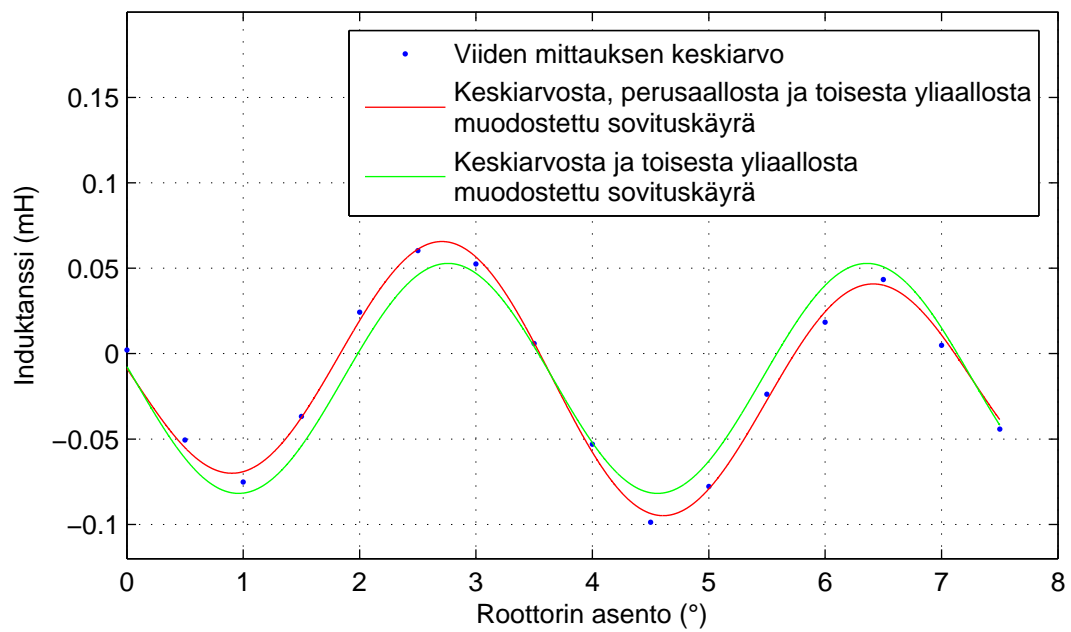
Kuva 19: A-vaiheen jännite roottorin asennolla 0° .



Kuva 20: Keskinäismagnetointikäyriä roottorin eri asennoilla.



Kuva 21: Keskinäisinduktanssi M_{ab} roottorin asennon funktiona.



Kuva 22: Keskinäisinduktanssi M_{ba} roottorin asennon funktiona.

3.2.3 Kestomagneettivuo

Vaihekäämien kestopagneettivuot voidaan selvittää mittaamalla tasaisella nopeudella pyöritettävän moottorin vaihekäämeihin indusoituvat vastasähkömotoriset voimat eli vasta-smv:t, kun käämien päät ovat avoimet (Wale ja Pollock 1999). Tällöin käämeissä ei kulje virtaa, joten yhtälöstä (3) saadaan vaihejännitteen yhtälöksi

$$u = \frac{d\psi_{pm}}{dt} \quad (42)$$

Vaihekäämin kestopagneettivuo ajan funktiona saadaan integroimalla yhtälö (42) ajan suhteen:

$$\psi_{pm}(t) = \int u(t)dt \quad (43)$$

Pattersonin (1977) mukaan vaihekäämiin indusoitunut vastasähkömotorinen voima muodostuu perusaallosta ja parittomista yliaallosta, joten myös kestopagneettivuo voidaan kuvata perusaallon ja yliaaltojen summana. Vasta-smv:n perusaalto ja yliaallot voidaan selvittää laskemalla Fourier-sarjan kertoimet mitatulle vasta-smv:lle.

Vastasähkömotoristen voimien mittaamista varten hybridiaskelmoottori kiinnitettiin akselistaan taajuusmuuttajalla ohjatun oikosulkumoottorin akseliin. Haluttu nopeus asetettiin tietokoneella, joka oli kytketty taajuusmuuttajaan. Molempiin vaihekäämeihin indusoituneet vasta-smv:t mitattiin samalla USB-väylään kytkettävällä oskilloskoopilla kuin vaihekäämien induktanssitkin. Kussakin mittauksessa otettiin 100 000 näytettä, ja näytteenottotaajuutta vaihdeltiin moottorin nopeuden mukaan. Mittauksissa pyrittiin tallentamaan vähintään yksi vasta-smv:n jakso kummastakin vaiheesta. Kenjon ja Sugawaran (1994) mukaan a- ja b-vaiheiden kestopagneettivoiden perusaallot ovat roottorin asennon kosini- ja sinifunktiot, kun roottorin asento 0° vastaa pitkittäisasentoa a-vaiheen napojen suhteen. Niinpä oskilloskoopin liipaisuhetki asetettiin siten, että vasta-smv:iden perusaaltojen aikaintegraalit tuottavat kosini- ja sinifunktion.

Vaihekäämeihin indusoituneet vasta-smv:t mitattiin nopeuksilla 450, 600, ja 900 kierrosta minuutissa. Mittaustuloksille laskettiin Fourier-sarjan kertoimet keskiarvosta kymmenenteen yliaaltoon asti. Vaihekäämeihin indusoituneiden vastasähkömotoristen voimien Fourier-sarjojen kertoimet nopeudella 600 kierrosta minuutissa on esitetty taulukoissa 5 ja 6. Mitatut vasta-smv:t ja niihin sovitetut perusaallosta ja kolmannesta yliaallosta muodostuvat sini- ja kosinikäyrät on esitetty kuvassa 23. Fourier-sarjan kertoimien laskemiseen käytetty Matlab-koodi on esitetty liitteessä D.

Walen ja Pollockin (2001) mukaan kestopagneettivuon kolmas yliaalto on yliaalloista merkittävin. Seuraavassa esitetään yhtälöt kestopagneettivoiden laskemiseksi, kun oletetaan ettei muita yliaaltoja ole. Kun vastasähkömotoristen voimien amplitudeja merkitään Fourier-sarjan kertoimien itseisarvoilla, taulukoiden 5 ja 6 perusteella vaihekäämeihin indusoituvat vasta-smv:t voidaan esittää muodossa

$$u_a = -u_{a1} \sin(\omega t) - u_{a3} \sin(3\omega t) \quad (44)$$

$$u_b = u_{b1} \cos(\omega t) - u_{b3} \cos(3\omega t) \quad (45)$$

Sijoittamalla yhtälöt (44) ja (45) yhtälöön (43) saadaan kestopagneettivoiksi

$$\psi_{pm,a}(t) = \frac{u_{a1}}{\omega} \cos(\omega t) + \frac{u_{a3}}{3\omega} \cos(3\omega t) \quad (46)$$

$$\psi_{pm,b}(t) = \frac{u_{b1}}{\omega} \sin(\omega t) - \frac{u_{b3}}{3\omega} \sin(3\omega t) \quad (47)$$

Vaihekäämin kestopagneettivuon perusaallon ja yliaallon amplitudit voidaan siis laskea jakamalla indusoitunut jännite vastaavalla sähkökulmanopeudella:

$$\psi_{pm1} = \frac{u_1}{\omega} \quad (48)$$

$$\psi_{pm3} = \frac{u_3}{3\omega} \quad (49)$$

Moottoria mallinnettaessa kestopagneettivoiden perusaaltojen ja yliaaltojen amplitudit oletetaan molemmissa vaiheissa yhtä suuriksi. Tällöin käämivuot voidaan yhtälöiden (46) – (49) perusteella esittää roottorin sähkökulman funktiona seuraavasti:

$$\psi_{pm,a}(\theta) = \psi_{pm1} \cos(\theta) + \psi_{pm3} \cos(3\theta) \quad (50)$$

$$\psi_{pm,b}(\theta) = \psi_{pm1} \sin(\theta) - \psi_{pm3} \sin(3\theta) \quad (51)$$

Kestopagneettivoiden perusaaltojen ja kolmansien yliaaltojen amplitudit laskettiin yhtälöiden (7), (48) ja (49) avulla kaikkiaan kahdelletoista mittaukselle, jotka tehtiin edellä mainituilla nopeuksilla. A- ja b-vaiheen perusaaltojen amplitudit vaihtelivat väleillä 14,75 – 15,07 ja 15,08 – 15,46 milliweberiä. Kolmansien yliaaltojen amplitudit puolestaan vaihtelivat väleillä 0,15 – 0,19 ja 0,12 – 0,14 milliweberiä. Perusaaltojen keskiarvot olivat 14,95 ja 15,35 milliweberiä, kun taas kolmansien yliaaltojen keskiarvot olivat 0,17 ja 0,13 milliweberiä. Moottori oletetaan mallinnettaessa symmetriseksi, joten kestopagneettivuon amplitudit lasketaan a- ja b-vaiheen voiden keskiarvoista. Tällöin perusaallon amplitudi on 15,15 milliweberiä ja kolmannen yliaallon amplitudi 0,15 milliweberiä.

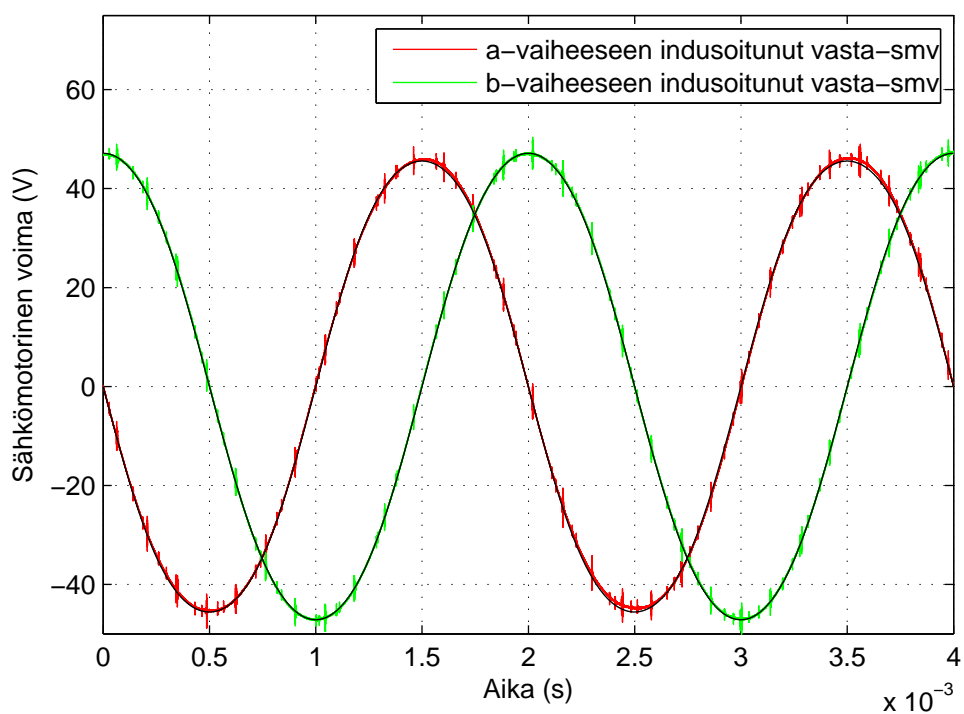
Kuvassa 24 on esitetty vaihekäämien kestopagneettivuot pyörimisnopeudella 600 kierrosta minuutissa. Kuvan käämivuot laskettiin yhtälöiden (46), (47) ja (7) sekä vasta-smv:iden Fourier-sarjojen kertoimien avulla.

Taulukko 5: A-vaiheen käämin vasta-smv:n Fourier-sarjan kertoimet pyörimisnopeudella 600 1/min.

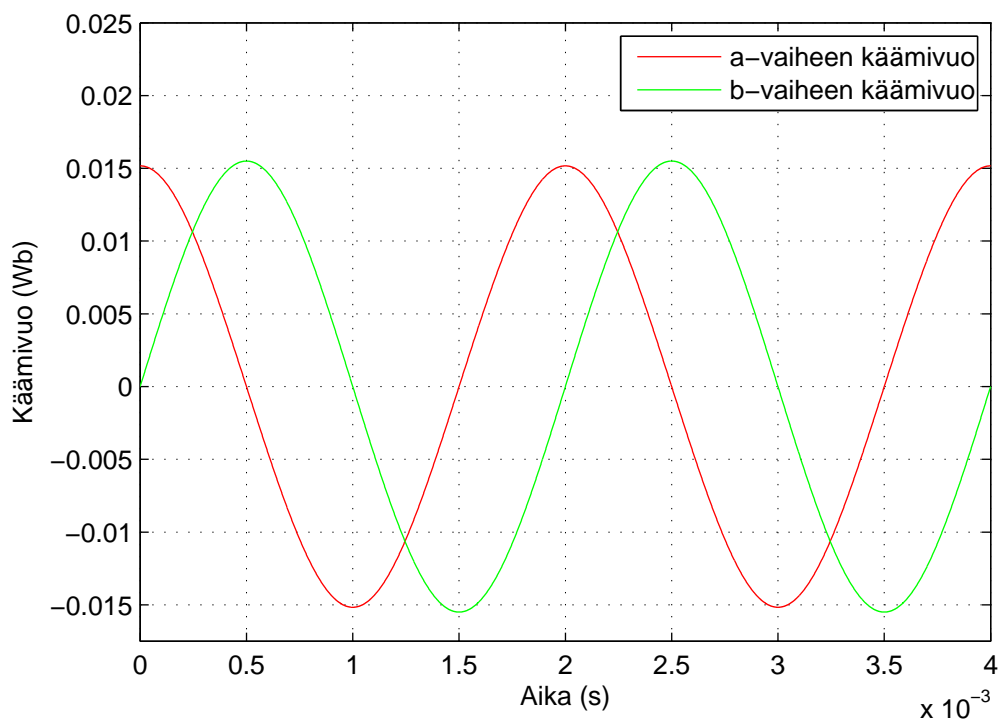
Aallon järjestysluku	Kosinisarjan kerroin	Sinisarjan kerroin
0	0,2	-
1	0,29	-47,13
2	-0,22	-0,06
3	-0,17	-1,56
4	0,01	0,02
5	-0,02	-0,03
6	-0,01	-0,02
7	0,01	-0,04
8	0	-0,01
9	-0,02	0
10	-0,01	0

Taulukko 6: B-vaiheen käämin vasta-smv:n Fourier-sarjan kertoimet pyörimisnopeudella 600 1/min.

Aallon järjestysluku	Kosinisarjan kerroin	Sinisarjan kerroin
0	0,03	-
1	48,3	0,09
2	-0,01	0,05
3	-1,16	0
4	-0,01	-0,05
5	-0,02	-0,04
6	-0,01	-0,01
7	-0,04	0,01
8	0	-0,01
9	-0,01	-0,03
10	0	-0,01



Kuva 23: Vaihekäämeihin indusoituneet vastasähkömotoriset voimat pyörimisnopeudella 600 1/min.



Kuva 24: Vaihekäämien kestopagneettivuot pyörimisnopeudella 600 1/min.

3.3 Moottorimallin verifiointi

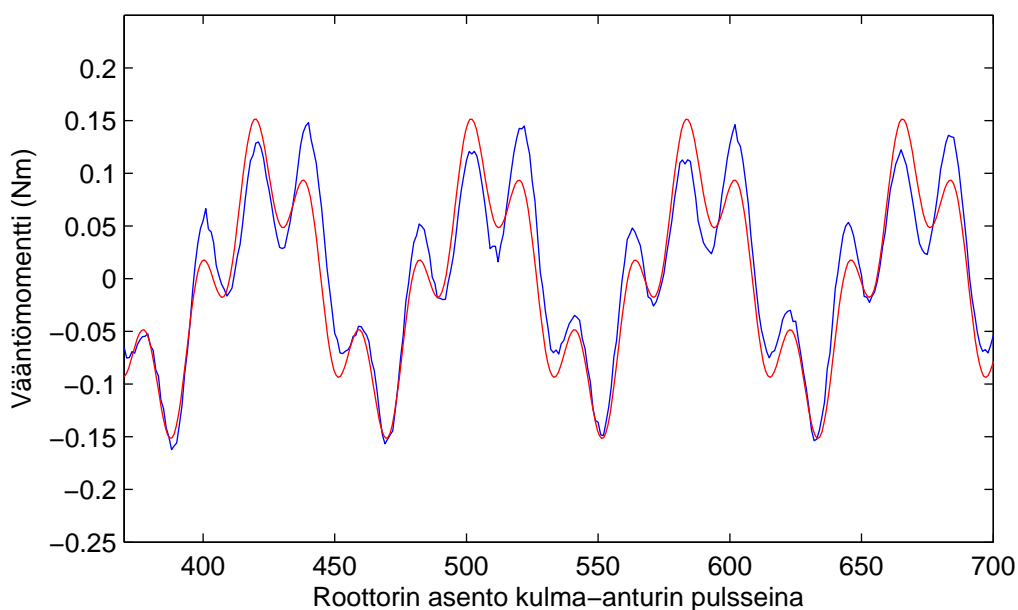
Moottorimallin hyvyttä arvioidaan vertaamalla mallin tuottamaa vääntömomenttia oikeasta moottorista mitattuun vääntömomenttiin. Vääntömomentin tuottamiseen käytetään sekä tasavirtaa että sinimuotoisia vaihevirtoja, ja molempiin vaihekkämeihin syötetään yhtä suuret virrat. Mallin tuottama vääntömomentti lasketaan lausekkeen (30) avulla. Vääntömomentit mitattiin ja laskettiin yhteensä kahdeksalla eri virran arvolla, ja kaikki mittaustulokset on esitetty liitteessä E.

Kuvissa 25 ja 26 on esitetty moottorin tuottama vääntömomentti, kun vaihekkämejä syötetään 0,1 ja 0,2 ampeerin tasavirralla. Sinimäisen vaihtelun lisäksi vääntömomentissa on yliaalto. Kyse voi olla hammastuksen aiheuttamasta vääntömomentista, joka on läsnä silloin, kun konetta ei magnetoida (Matsui et al. 1996). Kun staattorinapoja ei magnetoida, roottori pyrkii kääntymään sellaiseen asentoon, että kestopagneetin vuon kulkureitin reluktanssi on minimissään, eli pitkittäisasentoon kahden vastakkaisilla puolilla staattoria sijaitsevan navan kanssa. Matsui ym. (1996) mukaan kyseinen vääntömomentti koostuu roottorin asennon sinifunktion neljänestä yliaallosta ja sen moninkerroista. Niinpä kuviin 25 ja 26 piirrettiin mallin ennustama vääntömomentti, johon on lisätty vääntömomentin neljäs yliaalto, jonka amplitudi on 0,05 Nm ja vaihekulma sama kuin mallin tuottaman vääntömomentinkin. Ei ole kuitenkaan täysin selvää, miten hammastuksen aiheuttaman vääntömomentin käy, kun vaihevirtaa kasvatetaan. Joka tapauksessa virrasta riippumattoman vääntömomentin neljän yliaallon lisääminen lausekkeella (30) laskettuun vääntömomenttiin tuottaa pienillä vaihevirroilla mittauksia hyvin vastaavat käyrät.

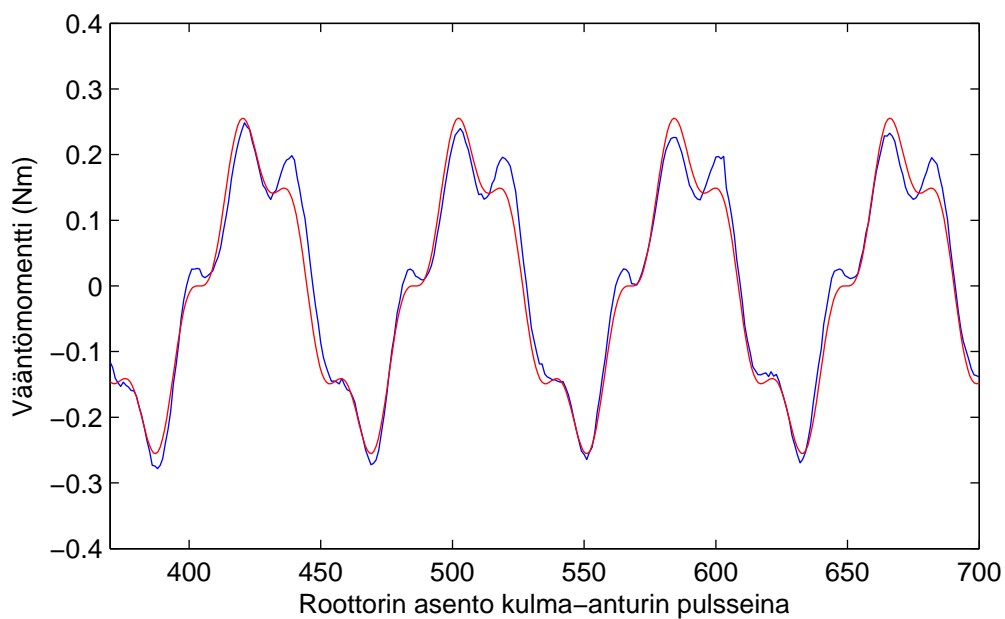
Kuvissa 27 ja 28 on esitetty lasketut ja mitatut vääntömomentit yhden ja kahden ampeerin tasavirralla. Kuvista nähdään, että mallin ennustama vääntömomentti yhden ampeerin tasavirralla on selvästi pienempi kuin mitattu vääntömomentti, ja kahden ampeerin virralla vääntömomentit ovat käytännössä yhtä suuret. Kohdassa 3.2.2 esitetyn kuvan 15 perusteella voidaan sanoa, että vaihekkämin käämivuo käyttäytyy virran suhteen lineaarisemmin yhden ampeerin vaihevirralla kuin kahden, eli kyllästymättömän moottorimallin pitäisi vastata todellisuutta paremmin pienillä kuin suurilla virran arvoilla. Jos tämä oletus pitää paikkansa, lasketun ja mitatun vääntömomentin ero voisi johtua siitä, että kestopagneettivuon perusaalto on todellisuudessa suurempi kuin kohdassa 3.2.3 esitetyt mittaustulokset osoittavat. Kestopagneettivuon mittausta toistettiin erilaisella mittaustuloksesta, jolla mitatun vasta-smv:n amplitudit ja jaksojen pituudet vaihtelivat vähemmän kuin alkuperäisissä vasta-smv:n mittauksissa, jolloin tuloksenkin pitäisi olla tarkempi. Kestopagneettivuon perusaallon amplitudi pysyi kuitenkin käytännössä samana, ja kolmannen yliaallon amplitudiksi saatiin noin 8 % pienempi arvo kuin alkuperäisissä mittauksissa. Eroa ei siis voi selittää kestopagneettivuon perusaallon virheellisellä arvolla. 3 – 5 ampeerin vaihevirroilla mallin tuottama vääntömomentti on kuitenkin suurempi kuin mitattu vääntömomentti, mikä on merkki magneettipiirin kyllästymisestä. Nämä mittaustulokset on esitetty liitteessä E.

Kuvissa 29 – 31 on esitetty laskettu ja mitattu vääntömomentti, kun moottoria syötetään amplitudeiltaan puolen, yhden ja kahden ampeerin sinimuotoisilla vaihevir-

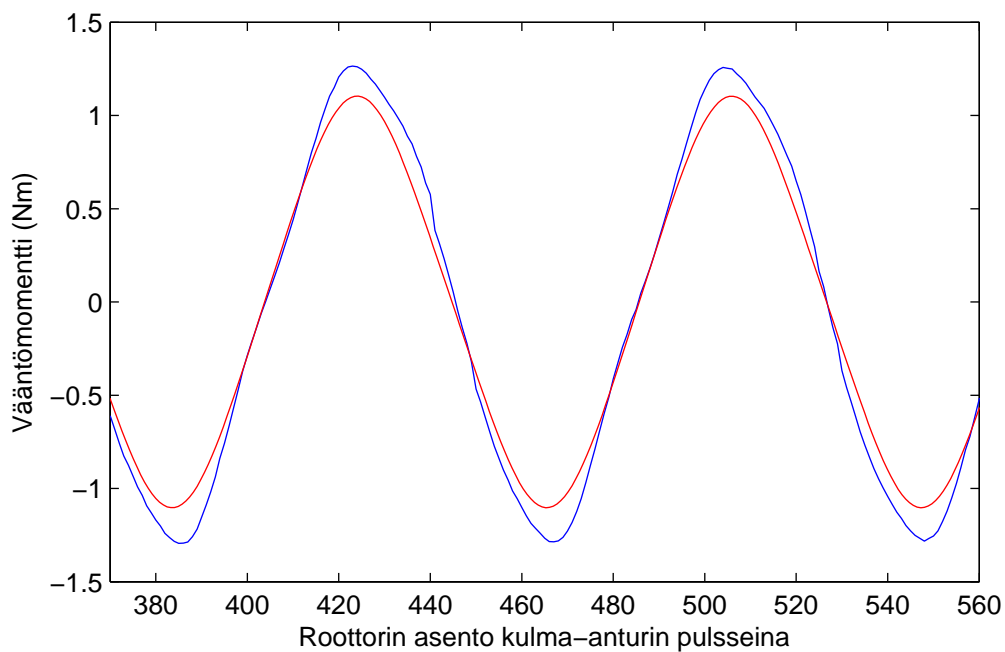
roilla. Vääntömomenttien keskiarvoissa on nähtävissä sama ilmiö kuin tasavirroilakin syötettäessä, eli suuremmilla vaihevirroilla lasketun vääntömomentin keskiarvo alkaa lähestyä mitatun vääntömomentin keskiarvoa. Mitatun vääntömomentin värähtelyn amplitudi on kaikilla virran amplitudeilla huomattavasti suurempi kuin mallin avulla laskettu. Virrasta riippumattoman vääntömomenttiyliaallon lisääminen kasvattaa värähtelyn amplitudia pienillä virroilla selvästi, joskin värähtely jää mitattua pienemmäksi. Vääntömomenttiyliaallon lisäämisen tuottamia käyrämuotoja ei kuitenkaan esitetä tässä.



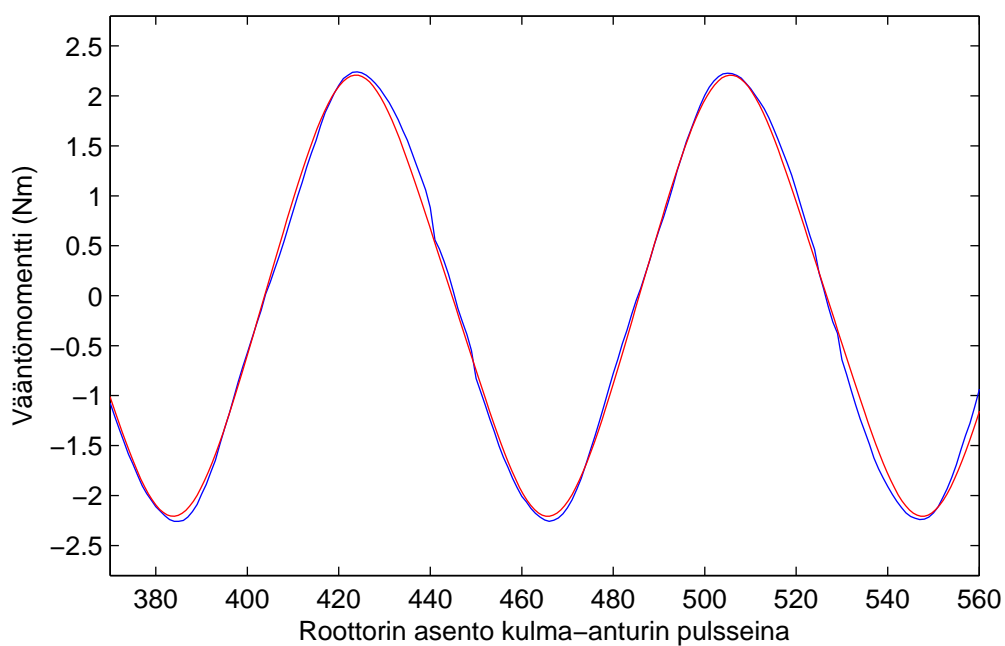
Kuva 25: Mallin ennustama vääntömomentti, johon on lisätty virrasta riippumaton neljäs yliaalto (punainen) ja moottorin tuottama vääntömomentti (sininen), kun vaihekäämejä syötetään 0,1 ampeerin tasavirralla.



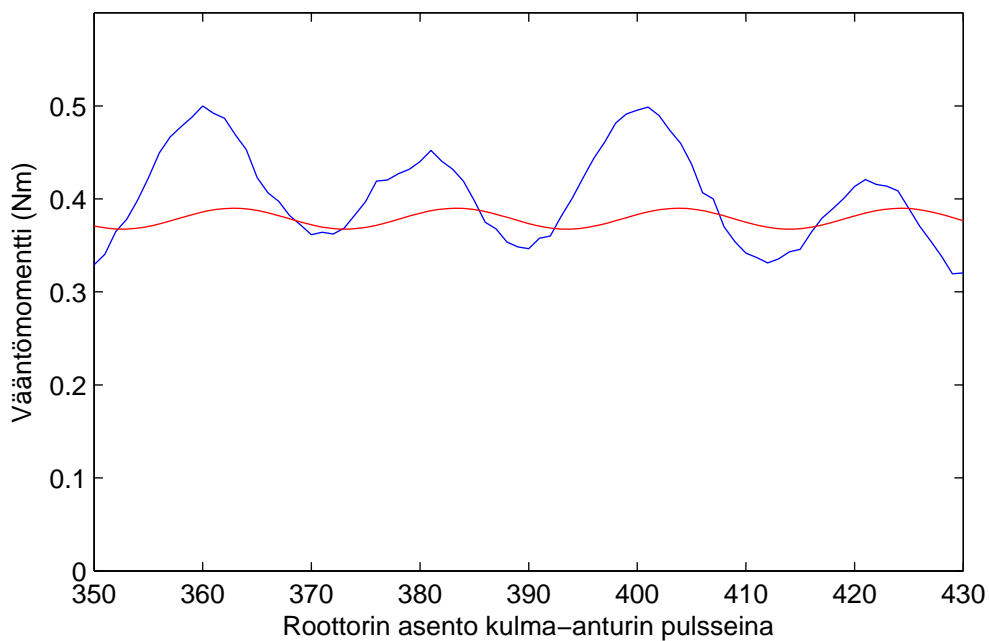
Kuva 26: Mallin ennustama vääntömomentti, johon on lisätty virrasta riippumaton neljäs yliaalto (punainen) ja moottorin tuottama vääntömomentti (sininen), kun vaihekäämejä syötetään 0,2 ampeerin tasavirralla.



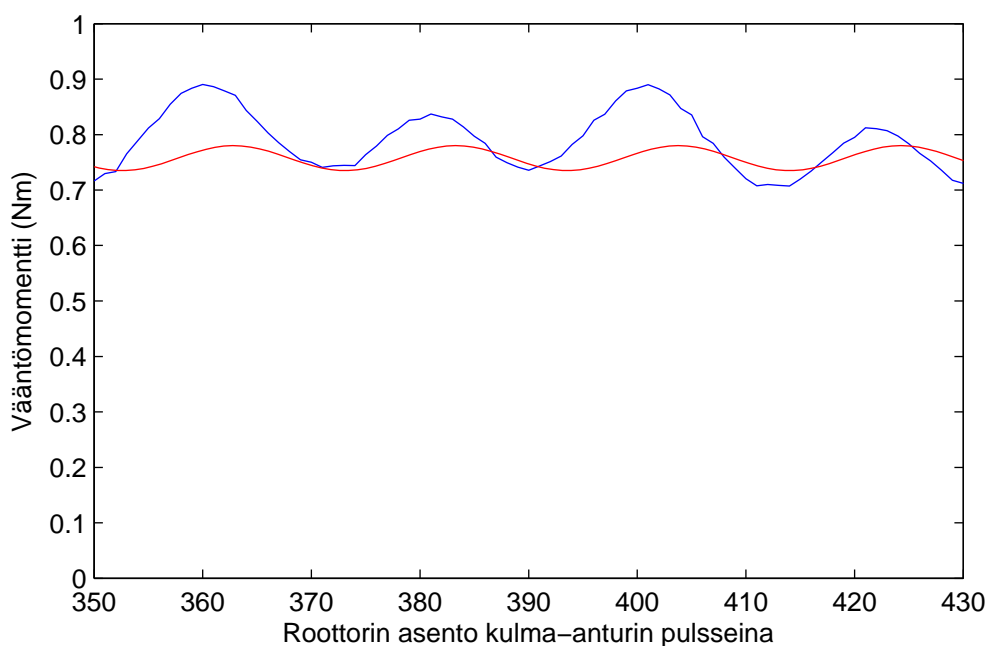
Kuva 27: Laskettu (punainen) ja mitattu (sininen) vääntömomentti roottorin asennon funktiona, kun vaihekäämejä syötetään yhden ampeerin tasavirralla.



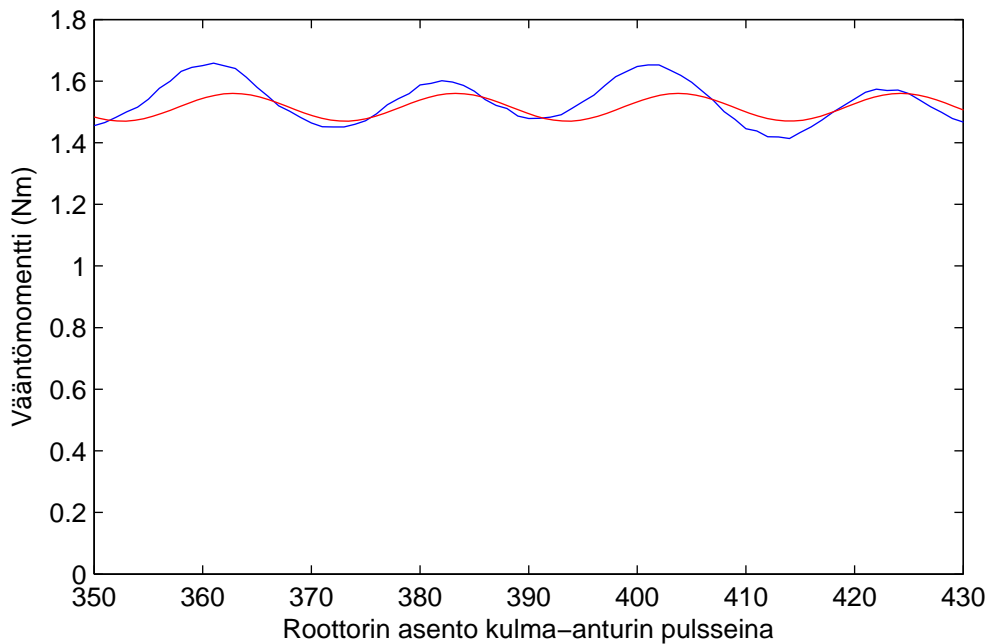
Kuva 28: Laskettu (punainen) ja mitattu (sininen) vääntömomentti roottorin asennon funktiona, kun vaihekäämejä syötetään kahden ampeerin tasavirralla.



Kuva 29: Laskettu (punainen) ja mitattu (sininen) vääntömomentti roottorin asennon funktiona, kun vaihekäämejä syötetään amplitudiltaan puolen ampeerin suuruisilla sinimuotoisilla virroilla.



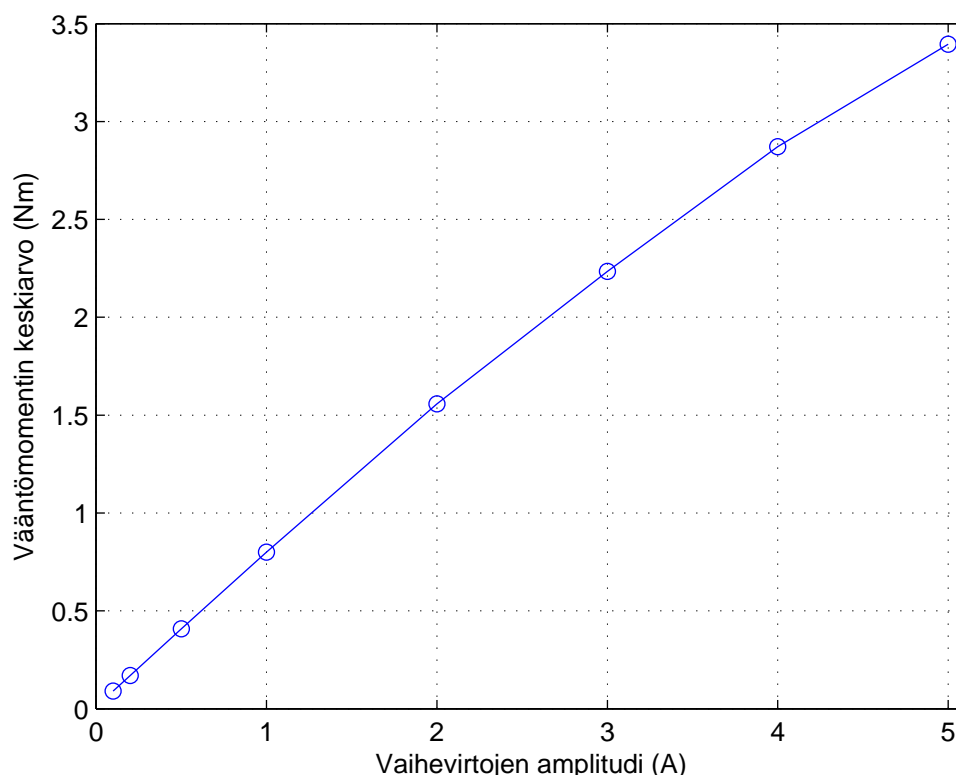
Kuva 30: Laskettu (punainen) ja mitattu (sininen) vääntömomentti roottorin asennon funktiona, kun vaihekäämejä syötetään amplitudiltaan ampeerin suuruisilla sinimuotoisilla virroilla.



Kuva 31: Laskettu (punainen) ja mitattu (sininen) vääntömomentti roottorin asennon funktiona, kun vaihekäämejä syötetään amplitudiltaan kahden ampeerin suuruisilla sinimuotoisilla virroilla.

Magneettiin kyllästymisen vaikutusta koneen toimintaan voisi tarkastella selvittämällä, miten vaihevirran kasvaminen muuttaa vaihe- ja keskinäisinduktanssin keskiarvoja ja aaltosisältöjä. Käytännössä tämä ei kuitenkaan ole järkevää, sillä vaihekäämien magnetointikäyrät on mitattu vain yhden hammasjaon matkalta, mikä ei välttämättä anna kattavaa kuvaa siitä, miten induktanssi käyttäytyy koko roottorin matkalla. Lisäksi kyllästyvän magneettiin vääntömomentin laskeminen on hyvin työlästä. Kyllästymisen vaikutuksen arvioimiseksi laskettiin vääntömomentin keskiarvoja, kun konetta syötetään erisuuruisilla sinimuotoisilla vaihevirroilla. Vääntömomentin keskiarvo laskettiin kullakin vaihevirran amplitudilla koko roottorin matkalta, ja tulos on esitetty kuvassa 32. Toimintapisteet, joissa vääntömomentti mitattiin, on merkitty kuvaan palloilla.

Puolen ampeerin vaihevirroilla kone tuottaa keskimäärin noin 0,82 newtonmetrin vääntömomentin ampeeria kohden, ja viiden ampeerin vaihevirroilla 0,68 newtonmetriä ampeeria kohti. Koneen keskimääräinen vääntömomentintuotto virtayksikköä kohden pienenee siis noin 17 % kun virtaa kasvatetaan puolesta ampeerista viiteen.



Kuva 32: Vääntömomentin keskiarvo sinimuotoisten vaihevirtojen amplitudin funktiona. Vääntömomentti on mitattu pyörimisnopeudella 1/min.

Esitettyjen mittaustulosten perusteella voidaan sanoa, että malli kuvaa moottorin käyttäytymistä melko hyvin, mutta ei suinkaan täydellisesti. Epäselväksi jäi, miksi

magneettisesti lineaarinen malli tuottaa todellista moottoria pienemmän vääntömomentin pienellä virralla, mikä vaikuttaa hyvin epäloogiselta. Mittaustulokset saatiin kuitenkin vasta viime hetkellä ennen diplomityön valmistumista, jolloin jatkotutkimuksiin ei ollut enää aikaa.

4 Hybridiaskelmoottorin ohjaus

Tässä luvussa perehdytään hybridiaskelmoottorin eri ohjaustapoihin. Ensin esitellään perinteisesti askeltavissa käytöissä sovellettavia ohjaustapoja, minkä jälkeen käsitellään lyhyesti sinimuotoisten vaihevirtojen käyttöä. Luvun viimeisessä kohdassa käsitellään vääntömomenttivärähtelyn kompensoimista sopivien vaihevirtojen avulla ja esitellään työssä tutkitun moottorikäytön toimintaperiaate.

Perinteisissä askelmoottorikäytöissä ei tyypillisesti ole nopeus- tai asentotakaisin-kytkentää. Käytön suorituskykyä ja toimintavarmuutta voidaan kuitenkin parantaa käyttämällä nopeus- tai asentoanturia tai molempia samanaikaisesti (Kenjo ja Sugawara 1994). Roottorin asento voidaan myös estimoida esimerkiksi vaihevirtojen käyrämuotojen perusteella (Acarnley et al. 1985). Sinimuotoisilla virroilla ohjattaessa on järkevää käyttää asentotakaisinkytkentää, jotta virtojen vaihekulma voidaan säätää sellaiseksi, että käytön hyötysuhde on parhaimmillaan. Wale ym. (1999) ovat ehdottaneet tähän anturitonta menetelmää, joka perustuu vastasähkömotorisen voiman vaikutuksen havainnointiin. Kun tavoitteena on vääntömomenttivärähtelyn poistaminen, joko anturoinnilla tai estimoimalla toteutettu asentotakaisinkytkentä on välttämätön, sillä värähtelyn kompensointi perustuu roottorin asennon funktiona sopivasti muodostettujen vaihevirtojen käyttöön.

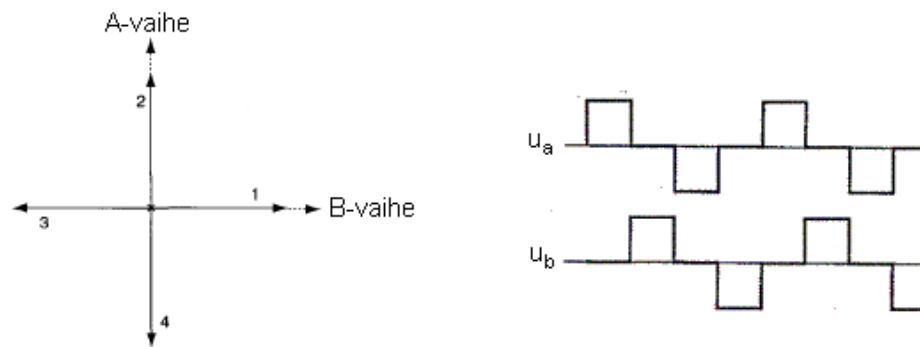
4.1 Tyypillisten askelmoottorikäyttöjen magnetointisekvenssit

Kokoaskellukseksi kutsutaan magnetointitapaa, jossa roottoria käännetään yhden hammasjaon verran käyttämällä vuorotellen neljää eri vuovektoria. Yksinkertaisin hybridiaskelmoottorin ohjaustapa on yhden vaiheen magnetointi, joka esiteltiin luvussa 2.3. Staattorivuovektoreiden muodostamiseen voidaan käyttää myös molempia vaiheita samanaikaisesti, mitä kutsutaan kahden vaiheen magnetoinniksi. Puolias- kellukseksi kutsutaan sellaista magnetointitapaa, jossa roottoria käännetään hammasjaon verran käyttämällä vuorotellen kahdeksaa eri vuovektoria. Tämä on siis yhden vaiheen magnetoinnin ja kahden vaiheen magnetoinnin yhdistelmä.

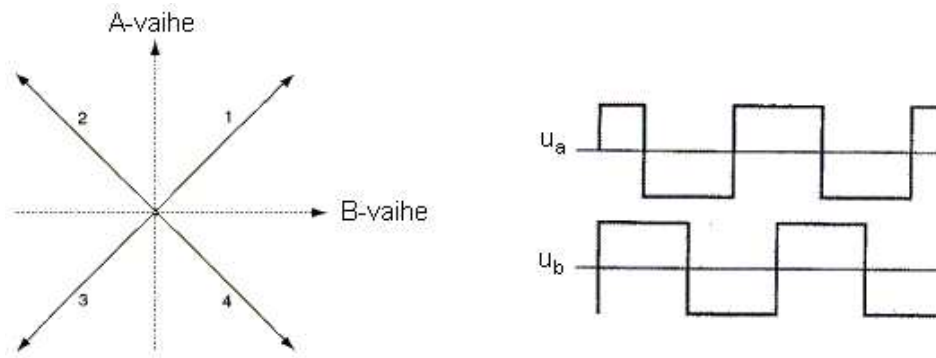
Edellä mainitut kolme magnetointitapaa soveltuvat askelmaisen liikkeen tuottamiseen, ja ne voidaan toteuttaa yksinkertaisella ohjauspiirillä. Magnetointitavoissa on kuitenkin yksi huono puoli: Kun roottori lähestyy tasapainoasemaa, sen hitausmomentti ja kestopagneetista johtuva pitomomentti muodostavat mekaanisen värähtelypiirin. Sen sijaan, että roottori pysähtyisi tasapainoasemaan välittömästi, se jää värähtelemään tasapainoaseman ympärille. Tällöin pitää odottaa, että värähtely vaimenee pois, jotta roottorin voidaan varmasti sanoa olevan halutussa asennossa. Jatkuvassa pyörimisliikkeessä taas riskinä on sähkömekaaninen resonanssi, jos askellustaaajuus on lähellä mekaanisen järjestelmän ominaistaaajuutta.

Kuvissa 33, 34 ja 35 on esitetty staattorivirtojen muodostamat käänmivuovektorit ja niitä vastaavat vaihejännitepulssit kolmessa edellä mainitussa ohjaustavassa. Vektorien numerointi viittaa niiden käyttöjärjestykseen, ja moottori saadaan pyörimään

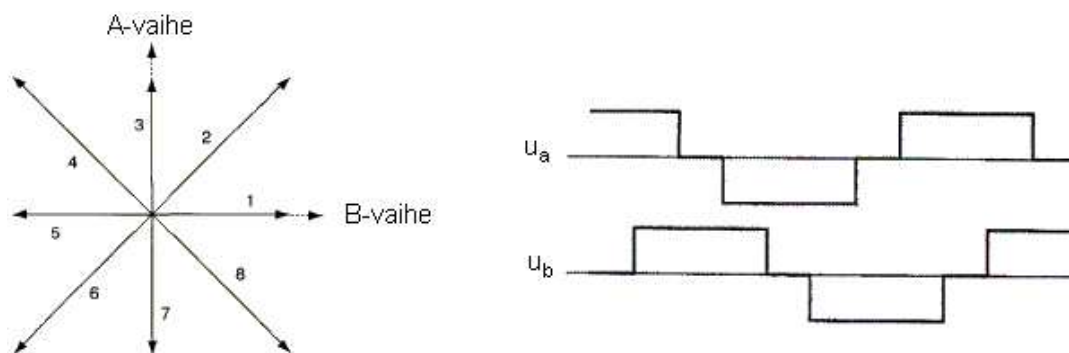
vastakkaiseen suuntaan käyttämällä vektoreita päinvastaisessa järjestyksessä.



Kuva 33: Staattorivirtojen synnyttämät käämivuovektorit (Wale ja Pollock 2001) ja niitä vastaavat vaihejännitepulssit yhden vaiheen magnetoinnilla (Kenjo ja Sugawara 1994).

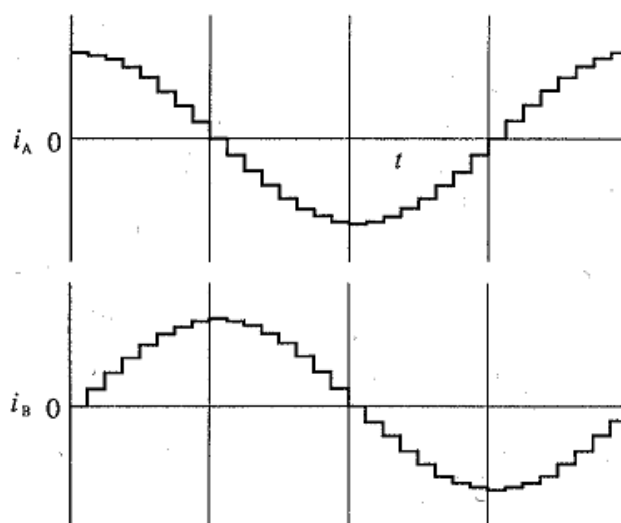


Kuva 34: Staattorivirtojen synnyttämät käämivuovektorit (Wale ja Pollock 2001) ja niitä vastaavat vaihejännitepulssit kahden vaiheen magnetoinnilla (Kenjo ja Sugawara 1994).



Kuva 35: Staattorivirtojen synnyttämät käämivuovektorit (Wale ja Pollock 2001) ja niitä vastaavat vaihejännitepulssit puoliaskellusmagnetoinnilla (Kenjo ja Sugawara 1994).

Hammasjaon pituisen askeleen toteuttamiseen käytettävä magnetointisekvenssi voidaan jakaa myös huomattavasti useampiin osiin kuin edellä esitetyt yksinkertaisemmat sekvenssit (Kenjo ja Sugawara 1994). Tällöin puhutaan mikroaskelluksesta, jossa vaihevirtoina käytetään usein diskretoituja sinifunktioita. Mikroaskelluksella saavutetaan parempi asettelutarkkuus ja tasaisempi vääntömomentti kuin yksinkertaisemmilla magnetointisekvensseillä. Mikroaskelluksen käyttö vähentää myös moottorin tuottamaa melua. Esimerkki mikroaskelluksessa käytettävistä vaihevirroista on esitetty kuvassa 36.



Kuva 36: Vaihevirrat mikroaskelluksella, jossa hammasjaon mittainen matka on jaettu 32 osaan (Kenjo ja Sugawara 1994).

4.2 Sinimuotoisten vaihevirtojen käyttö

Askeltavien ohjaustapojen lisäksi kaksivaiheista hybridiaskelmoottoria voidaan syöttää myös sinimuotoisilla vaihevirroilla, jolloin koneen tuottamassa vääntömomentissa on keskiarvon lisäksi myös neljäs yliaalto (Matsui et al. 1996). Seuraavassa johdetaan vääntömomentin lauseke kun konetta syötetään toisiinsa nähden 90 asteen vaihesiirroksella olevilla sinimuotoisilla virroilla. Olkoon a- ja b-vaiheen virrat

$$i_a = I \cos(\theta + \delta) \quad (52)$$

$$i_b = I \sin(\theta + \delta), \quad (53)$$

missä I on vaihevirtojen amplitudi ja δ vaihevirtavektorin ja kestomagneettivuovektorin perusaallon välinen kulma. Jatkossa kulmaa kutsutaan kuormituskulmaksi. Kone toimii moottorina, kun $0^\circ < \delta < 180^\circ$ ja generaattorina, kun $-180^\circ < \delta < 0^\circ$. Roottorikoordinaatistossa kuormituskulma on pitkittäisakselin ja virtavektorin perusaallon välinen kulma. Vaihevirratt voidaan muuntaa roottorikoordinaatistoon yhtälön (14) avulla, jolloin virtavektorin pitkittäis- ja poikittaishajotuskomponenteiksi saadaan

$$i_d = I \cos(\delta) \quad (54)$$

$$i_q = I \sin(\delta) \quad (55)$$

Sijoittamalla virtavektorin komponentit vääntömomentin lausekkeeseen (33) saadaan vääntömomentiksi sinimuotoisilla vaihevirroilla

$$T = Z_r \left[\psi_{pm1} I \sin(\delta) - L_2 I^2 \sin(2\delta) - 3\psi_{pm3} I \sin(\delta + 4\theta) \right] \quad (56)$$

Lausekkeesta (56) nähdään, että sinimuotoisilla vaihevirroilla kestomagneettivuon kolmas yliaalto aiheuttaa vääntömomenttiin vaihevirtojen taajuuteen nähden nelinkertaisella taajuudella värähtelevän yliaallon, jonka amplitudi on suoraan verrannollinen vaihevirran amplitudiin.

4.3 Tasaisen vääntömomentin tuottava virtaohjeiden taulukointiin perustuva ohjaus

Tässä kohdassa käsitellään hybridiaskelmoottorille tyypillisen vääntömomenttivärähtelyn poistamista. Koska moottoria voidaan pitää avonapaisena kestomagneettitahtikoneena, voitaisiin sille kehitettyjä värähtelynvaimennusmenetelmiä soveltaa myös hybridiaskelmoottoriinkin. Magneettisesti kyllästymättömän avonapaisen kestomagneettitahtikoneen vääntömomenttivärähtelyn kompensointi voidaan onnistuneesti yhdistää moottorin vektorisäätöön (Piippo 2008). Kuten kohdassa 3.3 todettiin, työssä tutkitun hybridiaskelmoottorin magneettipiiri kuitenkin kyllästyy suurilla virroilla. Kyllästyvän koneen vääntömomenttivärähtelyn kompensoiminen on to-

dennäköisesti haastavaa toteuttaa mallipohjaisella vektorisäädöllä, mutta mittauksiin perustuvien virtaohjeiden käytöllä se saadaan toteutettua hyvin ainakin pienillä nopeuksilla.

Ensin käsitellään moottorimalliin perustuvaa analyyttistä menetelmää, jonka avulla vääntömomentin neljäs yliaalto voidaan poistaa. Sitten esitellään, miten vääntömomenttivärähtelyn kompensoivat vaihevirrat muodostetaan työssä tutkitussa moottorikäytössä. Lopuksi perehdytään moottorikäytön virran ja vääntömomentin säätöön.

4.3.1 Vääntömomenttivärähtelyn kompensointi

Pattersonin (1977) mukaan sinimuotoisilla virroilla syötetyn hybridiaskelmoottorin vääntömomentin neljäs yliaalto voidaan poistaa lisäämällä vaihevirtoihin kolmas ja viides yliaalto. Tällä tavoin vääntömomenttivärähtely voidaan kompensoida vain yhdellä kuormituskulman arvolla, joskin kompensointi toimii sekä moottori- että generaattorikäytössä. Patterson tarkasteli vääntömomentin yliaaltojen poistamista olettamalla vaiheinduktanssit vakioiksi, mutta seuraavassa johdetaan lausekkeet vääntömomentin neljännen yliaallon poistaville vaihevirroille, kun vaiheinduktanssien toinen yliaalto otetaan huomioon.

Olkoon kolmannen ja viidennen yliaallon sisältävät vaihevirrat

$$i_a = I \cos(\theta + \delta) + k_3 I \cos[3(\theta + \delta)] + k_5 I \cos[5(\theta + \delta)] \quad (57)$$

$$i_b = I \sin(\theta + \delta) - k_3 I \sin[3(\theta + \delta)] + k_5 I \sin[5(\theta + \delta)], \quad (58)$$

missä k_3 ja k_5 ovat vaihevirtojen yliaaltojen ja perusaallon amplitudien suhteet. Yhtälön (14) avulla roottorikoordinaatistossa esitetyn virtavektorin pitkittäis- ja poikittaishajotuksiksi saadaan

$$i_d = I \cos(\delta) + k_3 I \cos(4\theta + 3\delta) + k_5 I \cos(4\theta + 5\delta) \quad (59)$$

$$i_q = I \sin(\delta) - k_3 I \sin(4\theta + 3\delta) + k_5 I \sin(4\theta + 5\delta) \quad (60)$$

Kun virtavektorin komponentit sijoitetaan vääntömomentin lausekkeeseen (33), saadaan koneen tuottamaksi vääntömomentiksi

$$\begin{aligned} T = Z_r \bigg(& \psi_{pm1} I \left[\sin(\delta) - k_3 \sin(4\theta + 3\delta) + k_5 \sin(4\theta + 5\delta) \right] \\ & - L_2 I^2 \left[(1 + 2k_3 k_5) \sin(2\delta) - 2k_3 \sin(4\theta + 2\delta) + 2k_5 \sin(4\theta + 6\delta) \right. \\ & \left. - k_3^2 \sin(8\theta + 6\delta) + k_5^2 \sin(8\theta + 10\delta) \right] \\ & \left. - 3\psi_{pm3} I \left[\sin(4\theta + \delta) - k_3 \sin(3\delta) + k_5 \sin(8\theta + 5\delta) \right] \right) \end{aligned} \quad (61)$$

Tästä saadaan vääntömomentin neljänneksi yliaalloksi

$$T_4 = Z_r \left(\psi_{pm1} I \left[-k_3 \sin(4\theta + 3\delta) + k_5 \sin(4\theta + 5\delta) \right] - 3\psi_{pm3} I \sin(4\theta + \delta) \right. \\ \left. + 2L_2 I^2 \left[k_3 \sin(4\theta + 2\delta) - k_5 \sin(4\theta + 6\delta) \right] \right) \quad (62)$$

Vaiheinduktanssin toinen yliaalto ja siten myös koneen tuottama reluktanssivääntömomentti on varsin pieni, joten kone tuottaa maksimivääntömomentin lähellä kuormituskulman arvoa $\delta = 90^\circ$. Valitaan siis virran yliaaltojen amplitudit siten, että vääntömomentin neljäs yliaalto kompensoidaan kuormituskulmalla $\delta = 90^\circ$, jolloin lauseke (62) saadaan muotoon

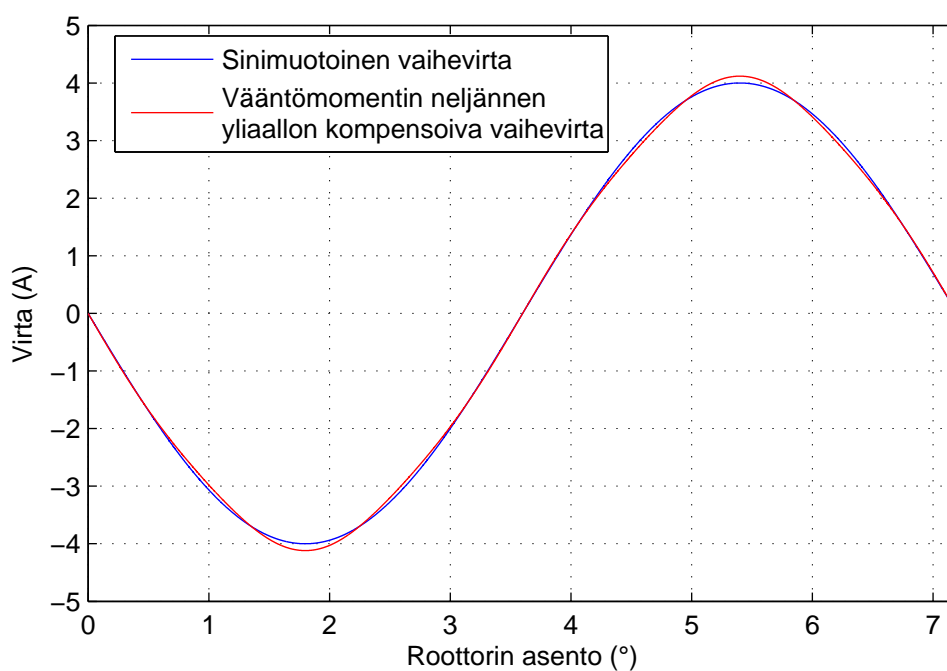
$$T_4 = Z_r \left[I \cos(4\theta) (k_3 \psi_{pm1} + k_5 \psi_{pm1} - 3\psi_{pm3}) + 2L_2 I^2 \sin(4\theta) (k_3 - k_5) \right] \quad (63)$$

Lauseke (63) saa arvon nolla, kun virran yliaaltojen ja perusaallon suhteiksi k_3 ja k_5 valitaan

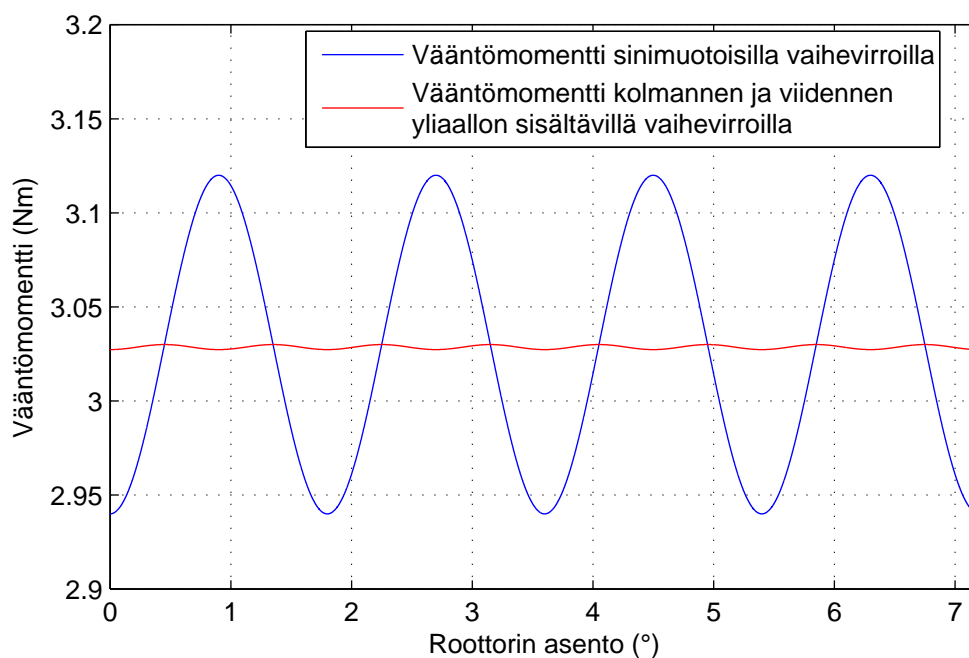
$$k_3 = k_5 = \frac{3 \psi_{pm3}}{2 \psi_{pm1}} \quad (64)$$

Kuvassa 37 on kaksi a-vaiheen virran käyrämuotoa kuormituskulmalla $\delta = 90^\circ$. Toinen on puhtaasti sinimuotoinen, kun taas toinen on lausekkeen (57) mukainen, ja sen yliaaltojen amplitudit on laskettu lausekkeesta (64). Molemmissa vaihevirroissa perusaallon amplitudi on neljä ampeeria.

Kuvassa 38 on esitetty moottorin tuottama vääntömomentti kuvan 37 mukaisilla vaihevirroilla. Vääntömomentin neljäs yliaalto saadaan kompensoitua täysin, mutta kompensointi synnyttää vääntömomenttiin kahdeksannen yliaallon. Yliaalto on kuitenkin häviävän pieni; vääntömomenttivärähtelyn amplitudi pienenee kompensoinnin avulla 0,09 newtonmetristä noin 0,0013 newtonmetriin.



Kuva 37: Sinimuotoinen ja vääntömomentin neljännen yliaallon kompensoiva vaihevirta.



Kuva 38: Moottorin tuottama vääntömomentti sinimuotoisilla vaihevirroilla ja vääntömomentin neljännen yliaallon poistavilla vaihevirroilla.

4.3.2 Virtaohjetaulukon muodostaminen

Virtaohjetaulukko muodostetaan laitteistolla, johon kuuluu mitattavaa moottoria pyörittävä hybridiaskelmoottori, vaihde, vääntömomenttianturi sekä itse mitattava hybridiaskelmoottori asentoantureineen. Mitattavaa hybridiaskelmoottoria pyörittävää moottoria ohjataan mikroaskelluksella. Mitattava moottori on kytketty pyörittävään moottoriin isovälityksisellä alennusvaihteella, joka vaimentaa pyörittävän moottorin vääntömomenttivärähtelyn. Vääntömomenttianturi sijaitsee vaihteen ja mitattavan moottorin välissä, ja asentoanturi on asennettu kiinteästi mitattavan moottorin akseliin.

Ensin mitataan moottorin vääntömomentti roottorin asennon funktiona, kun vaihekäämeihin syötetään tasavirtaa ja mitattavaa moottoria pyöritetään tasaisesti nopeudella 1/min. Vääntömomenttikäyrät mitataan erikseen kummallekin vaiheelle. Mittauksen perusteella muodostetaan vaihevirit, joiden huiput ja nollakohdat ovat roottorin asennon suhteen samoissa kohdissa kuin vääntömomenttikäyrienkin huiput ja nollakohdat. Tämän jälkeen mitataan koneen tuottama vääntömomentti asennon funktiona, kun sitä syötetään vääntömomenttikäyrien perusteella muodostetuilla vaihevirroilla. Seuraavaksi vaiheviritä muokataan siten, että ne toteuttavat asetetun vääntömomenttitavoitteen paremmin. Vääntömomentin mittaamista ja virtaohjeiden muokkaamista jatketaan niin kauan, että virtaohjeet tuottavat riittävän tasaisen vääntömomentin.

Kullekin vääntömomenttiohjeelle muodostetaan omat virtaohjeet. Osa virtaohjeista muodostetaan edellä kuvatulla mittaamiseen perustuvalla menetelmällä. Loppujen vääntömomenttiohjeiden virtaohjeet lasketaan mitattujen virtaohjeiden perusteella. Lopuksi virtaohjeet tallennetaan taulukkoon roottorin asennon ja vääntömomenttiohjeen funktiona. Taulukkoon tallennetaan yhteensä 512 eri suuruista vääntömomenttiohjetta, joista puolet ovat moottoripuolen ohjeita ja puolet generaattoripuolen ohjeita.

Kuvassa 39 on esitetty yhden newtonmetrin vääntömomentin tuottava a-vaiheen virtaohje mallinnetulle moottorille. Virtaohje on muodostettu edellä mainitulla mittausmenetelmällä ja se on ilmoitettu asentoanturin pulssien funktiona. Anturi on 4096-pulssinen, joten yksi hammasjako eli $7,2^\circ$ vastaa noin 82 pulssia. Lisäksi kuvaan on piirretty saman vääntömomentin tuottava vaihevirta, joka on laskettu lausekkeiden (57) ja (64) avulla.

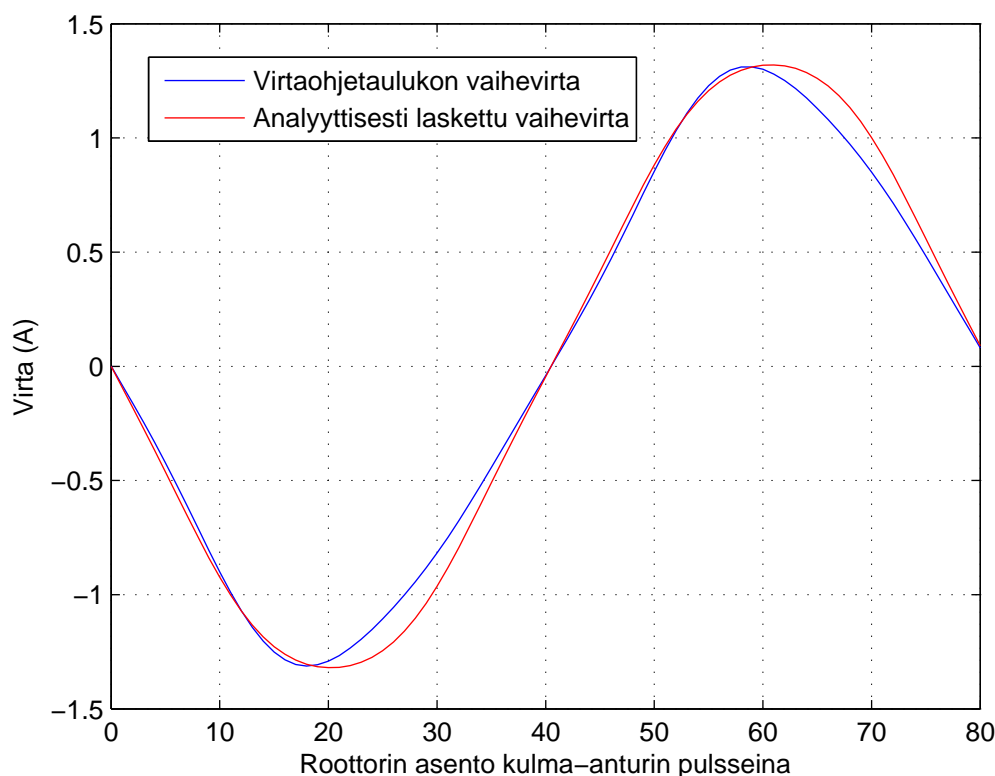
Mittausmenetelmällä muodostettu vaihevirta on Fourier-sarjan kertoimien laskennan perusteella roottorin sähköisen asentokulman funktiona

$$i_a = -0,0418 \cos(\theta) - 1,2452 \sin(\theta) + 0,0581 \cos(3\theta) + 0,0519 \sin(3\theta) - 0,0156 \cos(5\theta) + 0,0112 \sin(5\theta) \quad (65)$$

Lausekkeiden (57) ja (64) avulla laskettu vaihevirta taas on

$$i_a = -1,3201 \sin(\theta) + 0,0196 \sin(3\theta) + 0,0196 \sin(5\theta) \quad (66)$$

Mitattaamalla muodostetussa virtaohjeessa yliaaltojen amplitudit ja vaihekulmat ovat erilaiset kuin analyttisesti lasketun vaihevirran. Kuitenkin yliaaltojen taajuu-
det ovat samat, mistä voi päätellä että merkittävin mallinnetun moottorin vääntö-
momentin yliaalto on neljäs.



Kuva 39: Virtaohjetaulukon vaihevirta sekä analyttisesti laskettu vaihevirta yhden newtonmetrin vääntömomentin tuottamiseen.

4.3.3 Virta- ja vääntömomenttisäätö

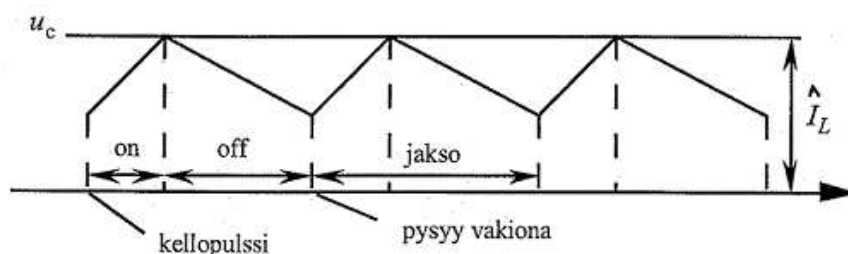
Hybridiaskelmoottorin vaihevirtojen säätömenetelmänä käytetään modifioitua vakiotaajuussäätöä. Virran vakiotaajuussäätöä käytetään yleisesti esimerkiksi hakku-
riteholähteissä. Säätömenetelmässä ohjausjännite määrää vaihevirran huippuarvon,
jonka saavuttamisen jälkeen kytkin on kytkemisjakson loppuajan estotilassa (Kyyrä
2008). Säätimen toimintaperiaatetta on havainnollistettu kuvassa 40. Vakiotaajuus-
säädin ei säädä virran keskiarvoa, minkä takia virtasäädintä on muokattu hieman
yksinkertaisesta vakiotaajuussäätimestä. Säädin laskee jatkuvasti virran keskiarvoa,
ja virtaohjetta säädetään PI-säätimellä siten, että virran keskiarvo on haluttu.

Työssä tutkitussa moottorikäytössä ei ole vääntömomenttisäädintä, johon tuodaan
vääntömomenttiohje ja vääntömomentin mitattu tai estimoitu oloarvo. Sen sijaan
vääntömomenttiohjetta vastaavat vaihevirtaohjeet yksinkertaisesti valitaan virtaoh-

jetaulukosta roottorin asennon perusteella. Roottorin asennon mittaamisessa on luonnollisesti viivettä, eikä virtaohjeen hakeminenkaan taulukosta onnistu välittömästi. Tämän seurauksena taulukosta haettu virtaohje on jo vanhentunut siinä vaiheessa, kun sitä ruvetaan toteuttamaan, sillä roottori ehtii kääntyä viiveiden aikana. Sinimuotoisten vaihevirtojen tapauksessa tämä tarkoittaisi sitä, että kuormituskulma on optimiarvoaan 90° pienempi, jolloin vääntömomenttikin pienenee maksimiarvostaan. Yliaaltopitoisten vaihevirtojen tapauksessa viiveen vaikutus ei ole aivan yhtä suoraviivainen, mutta perusperiaate on sama: vääntömomentti pienenee sen takia, että virtaohjeet toteutetaan myöhässä. Tämän takia järjestelmässä on mahdollisuus valita vääntömomenttiohjeen lisäksi virtaohjeiden vaihekulma. Tällöin ei siis edes yritetä toteuttaa mitatun roottorin asennon mukaisia virtaohjeita, vaan mitattuun asentoon lisätään sopiva kulma, ja tätä uutta asentoa vastaavat virtaohjeet pyritään toteuttamaan. Mitattuun asentoon lisättävä kulma kasvaa luonnollisesti nopeuden funktiona, koska roottori ehtii kääntyä suurilla nopeuksilla enemmän viiveiden aikana.

Työssä tutkitun moottorikäytön ohjaus ei siis perustu moderneille moottorikäyttöille tyypilliseen roottorikoordinaatistossa suoritettavaan virran vektorisäätöön. Kuitenkin vääntömomenttiohje ja virtaohjeiden vaihekulma ovat valittavissa, joten yksinkertaistaen voidaan sanoa, että järjestelmässä pystytään säätämään roottorikoordinaatistossa esitetyn virtavektorin pituutta ja kulmaa diskreetisti. Pituutta voidaan säätää varsin tarkasti, koska virtaohjetalukkkoon on tallennettu 512 erisuuruista virtaohjetta. Virtavektorin kulmaa taas voidaan ohjata asentoanturin yhden pulssin tarkkuudella. Anturi on 4096-pulssinen, joten yksi hammasjako eli 360 sähköasteen mittainen matka koostuu noin 81,92 pulssista. Tällöin virtavektorin kulma voidaan valita noin 4,4 sähköasteen tarkkuudella.

Vaihevirtojen yliaaltojen takia roottorikoordinaatistossa esitetyn virtavektorin pituus ja kulma eivät kuitenkaan ole vakioita pysyvässä tilassa. Sen sijaan virtavektorin kärki liikkuu roottorikoordinaatiston sen pisteen ympäristössä, jossa sinimuotoisten vaihevirtojen synnyttämän virtavektorin kärki on vastaavassa tilanteessa. Niinpä yliaaltoja sisältävien vaihevirtojen muodostaman virtavektorin sijaintia ei pystytäkään tarkasti määrittämään vääntömomenttiohjetta ja virtaohjeiden vaihekulmaa säätämällä, vaan ainoastaan se piste voidaan määrittää, jonka ympäristössä virtavektori liikkuu.



Kuva 40: Vakiotaaajuusvirtasäätimen virta ajan funktiona, kun virran huippuarvon määräävä ohjausjännite on vakio (Kyyrä 2008).

5 Hybridiaskelmoottorikäytön kentänheikennys

Nosturikäytössä on tyypillistä, että suuria taakkoja liikutetaan hitaasti, ja pienempiä taas nopeammin. Näin ollen suurilla nopeuksilla nosturin moottorikäytön ei tarvitse välttämättä pystyä toteuttamaan nimellisvääntömomenttia, vaan voidaan käyttää kentänheikennystä, jolloin käytön maksimivääntömomentti pienenee nopeuden funktiona. Kentänheikennystä hyödyntämällä voidaan moottorikäytön kokonaiskestannukset optimoida. Myös tuottamattomaan työhön käytetty aika pienenee, kun tyhjä nosturi voidaan ajaa nopeammin sinne, missä sitä tarvitaan.

Työssä tutkitulle hybridiaskelmoottorikäytölle ei ole tähän mennessä kehitetty kentänheikennysaluetta. Tarve siihen ilmeni, kun vääntömomenttikäyriä mitattaessa havaittiin vääntömomentin pienenevän voimakkaasti nopeuden funktiona tietyn nopeuden jälkeen. Tässä luvussa pyritään selvittämään, miten kentänheikennyksen voisi toteuttaa virtaohjetaulukon avulla ohjatulle hybridiaskelmoottorille. Tarkoitus on myös selvittää moottorikäytön maksimivääntömomentti nopeuden funktiona kentänheikennysalueella.

5.1 Teoreettinen tarkastelu

Hybridiaskelmoottoria voidaan pitää kestopagneettitahtikoneena, joten sen kentänheikennysaluetta tarkastellaan tässä samalla tavoin kuin kestopagneettitahtikoneen kentänheikennystäkin. Kestopagneettitahtikoneen maksimivääntömomentti ja -nopeus riippuvat suuntaajan välipiirin jännitteestä ja maksimivirrasta (Salomäki 2007). Kestopagneettien aiheuttama vastasähkömotorinen voima kasvaa suoraan verrannollisena koneen pyörimisnopeuteen. Kun vastasähkömotorinen voima on riittävän suuri, välipiirin jännite ei enää riitä toteuttamaan virtaohjeita eikä siten myöskään vääntömomenttiohjetta (Pyrhönen 2005). Vääntömomenttiohje voidaan kuitenkin toteuttaa tiettyyn nopeuteen asti käyttämällä demagnetoivaa virtaa eli asettamalla virtavektorin pitkittäiskomponentti negatiiviseksi. Tämä kuitenkin kasvattaa virtavektorin pituutta, ja niinpä moottorikäytön maksimivääntömomentin kentänheikennysalueella määrää välipiirin jännitteen lisäksi käytön maksimivirta.

Seuraavassa tarkastellaan hybridiaskelmoottorin kentänheikennysaluetta pysyvässä tilassa, kun koneen kestopagneettivuo oletetaan yksinkertaisuuden vuoksi yliaallotomaksi. Tällöin konetta syötetään sinimuotoisilla vaihevirroilla, jolloin virtavektorin pituus ja kulma ovat vakioita. Vääntömomentin lausekkeen (61) mukaan vääntömomentin neljännen yliaallon kompensoivien vaihevirtojen käyttö lisää vääntömomenttiin termit $-2k_3k_5Z_rL_2I^2\sin(2\delta)$ ja $3k_3Z_r\psi_{pm3}\sin(3\delta)$, joita ei sinimuotoisten vaihevirtojen tuottamassa vääntömomentissa ole. Niinpä sinimuotoisilla vaihevirroilla tuotetun vääntömomentin keskiarvo poikkeaa hieman vääntömomentista, joka saadaan aikaan kolmatta ja viidettä yliaalltoa sisältävillä vaihevirroilla. Yliaaltojen lisääminen vaihevirtoihin myös muuttaa virtojen käyrämuotoa, joten myöskin nopeus, jolla kentänheikennysalue alkaa, voi olla eri sinimuotoisilla ja yliaalltopitoisilla vaihevirroilla. Lisäksi värähtelyn kompensoivan vaihevirran huippuarvo on hieman

suurempi kuin keskiarvoltaan saman vääntömomentin tuottavan vaihevirran, mikä voi aiheuttaa epätarkkuutta analyttiseen tarkasteluun. On myös syytä huomata, että vääntömomenttivärähtelyn kompensointi toimii vain tietyllä virtavektorin kulman arvolla. Tällöin kentänheikennysalueella ei voida tuottaa tasaista vääntömomenttia, vaan vääntömomenttivärähtelyn amplitudi riippuu virtavektorin kulmasta.

Taulukkoon 7 on listattu moottorin nimellisarvot ja kaksiakselimallin parametrit, joita seuraavassa tarkastelussa on käytetty. Nimellisvääntömomentiksi on määritelty 3 newtonmetriä. Nimellisvirta on virtavektorin huippuarvo, jolla nimellisvääntömomentti saavutetaan sellaisilla nopeuksilla, että vastasähkömotorinen voima ei rajoita vaihevirtojen muutosnopeutta. Nimellisvirta on laskettu moottorimallille vääntömomentin yhtälön (56) avulla, ja se tuottaa keskiarvoltaan 3 newtonmetrin suuruisen vääntömomentin. Taulukossa esitetyt nimellisarvot eivät siis perustu lämpenemäkokeeseen, jolla sähkökoneen nimellispiste tyypillisesti määrätään.

Taulukko 7: Moottorin nimellisarvot ja kaksiakselimallin parametrit.

Pitkittäisakselin induktanssi L_d	4,653 mH
Poikittäisakselin induktanssi L_q	4,908 mH
Staattoriresistanssi R	433,5 mΩ
Kestomagneettivuon perusaalto ψ_{pm1}	15,15 mWb
Kestomagneettivuon kolmas yliaalto ψ_{pm3}	0,15 mWb
Nimellisvirta i_N	3,9604 A
Nimellisvääntömomentti T_N	3 Nm
Maksimipyörimisnopeus n_{max}	1200 1/min
Välipiirin jännite U_d	96 V

Koneen nimellisnopeus eli suurin nopeus, jolla nimellisvääntömomentti voidaan toteuttaa ilman demagnetoivan virran käyttöä, voidaan laskea käämivuoyhtälön (17) ja jänniteyhtälön (21) avulla. Kun staattoriresistanssi oletetaan yksinkertaisuuden vuoksi nolaksi, jänniteyhtälöstä saadaan staattorijännitevektorin pituudeksi pysyvässä tilassa

$$u = \omega \psi \quad (67)$$

Käämivuoyhtälöstä puolestaan saadaan lauseke staattorivuovektorin pituudelle:

$$\psi = \sqrt{(L_d i_d + \psi_{pm1})^2 + (L_q i_q)^2} \quad (68)$$

Sijoittamalla tämä jännitevektorin pituuden lausekkeeseen saadaan staattorijännitteen, sähkökulmanopeuden ja virtavektorin komponenttien välille yhtälö

$$u = \omega \sqrt{(L_d i_d + \psi_{pm1})^2 + (L_q i_q)^2} \quad (69)$$

Kun kestopagneettivuo oletetaan yliaallottomaksi, moottorin tuottama vääntömomentti on lausekkeen (33) perusteella

$$T = Z_r \left[\psi_{pm1} + (L_d - L_q) i_d \right] i_q \quad (70)$$

Asettamalla virtavektorin pitkittäiskomponentti nolaksi ja yhdistämällä lausekkeet (69) ja (70) saadaan sähkökulmanopeudelle lauseke

$$\omega = \frac{u}{\sqrt{\psi_{pm1}^2 + \left(\frac{L_q T}{Z_r \psi_{pm1}} \right)^2}} \quad (71)$$

Sijoittamalla nimellisvääntömomentti ja välipiirin jännite lausekkeeseen (71) saadaan nimelliseksi sähkökulmanopeudeksi 3895,3 radiaania sekunnissa, joka vastaa pyörimisnopeutta 743 kierrosta minuutissa. Tämä on siis suurin nopeus, jolla nimellisvääntömomentti voidaan tuottaa ilman demagnetoivaa virtaa siten, että virtaohjeet toteutuvat.

Kuvaan 41 on piirretty i_d - i_q -tasoon moottorikäytön toiminta-alueen rajaavat jännite-ellipsit nimellis- ja maksiminopeudella sekä maksimivirtaa kuvaava ympyrä. Kuvassa on myös vääntömomentteja 0,5–3,0 Nm kuvaavat vakiovääntömomenttikäyrät. Jännite-ellipsit on piirretty yhtälön (69) ja vääntömomenttikäyrät yhtälön (70) avulla. Kun moottorin nopeus kasvaa, jännite-ellipsin kehä vetäytyy ellipsin keskipistettä kohti. Jotta virtaohjeet voidaan toteuttaa, tulee toimia jännite-ellipsin kehällä tai sen sisäpuolella.

Kun toimitaan sellaisella pyörimisnopeudella, ettei moottorikäytön maksimivirta rajoita vääntömomenttia, virtavektorin komponentit saadaan vääntömomenttihyperbelin ja nopeutta vastaavan jännite-ellipsin leikkauspisteestä. Leikkauspiste voidaan laskea yhtälöiden (69) ja (70) avulla, mikä johtaa neljännen asteen yhtälön $ai_d^4 + bi_d^3 + ci_d^2 + di_d + e = 0$ ratkaisemiseen. Yhtälön kertoimet ovat

$$\begin{aligned} a &= L_d^2 (L_d - L_q)^2 \\ b &= 2L_d (L_d - L_q) (2L_d - L_q) \psi_{pm1} \\ c &= (L_d \psi_{pm1})^2 + (L_d - L_q)^2 \left[\psi_{pm1}^2 - (u/\omega)^2 \right] + 4L_d (L_d - L_q) \psi_{pm1}^2 \\ d &= 2\psi_{pm1} \left[(2L_d - L_q) \psi_{pm1}^2 - (L_d - L_q) (u/\omega)^2 \right] \\ e &= \psi_{pm1}^2 \left[\psi_{pm1}^2 - (u/\omega)^2 \right] + \left(\frac{L_q T}{Z_r} \right)^2 \end{aligned} \quad (72)$$

Virran poikittaiskomponentti voidaan laskea sijoittamalla neljännen asteen yhtälön negatiivinen ratkaisu vääntömomentin yhtälöön (70).

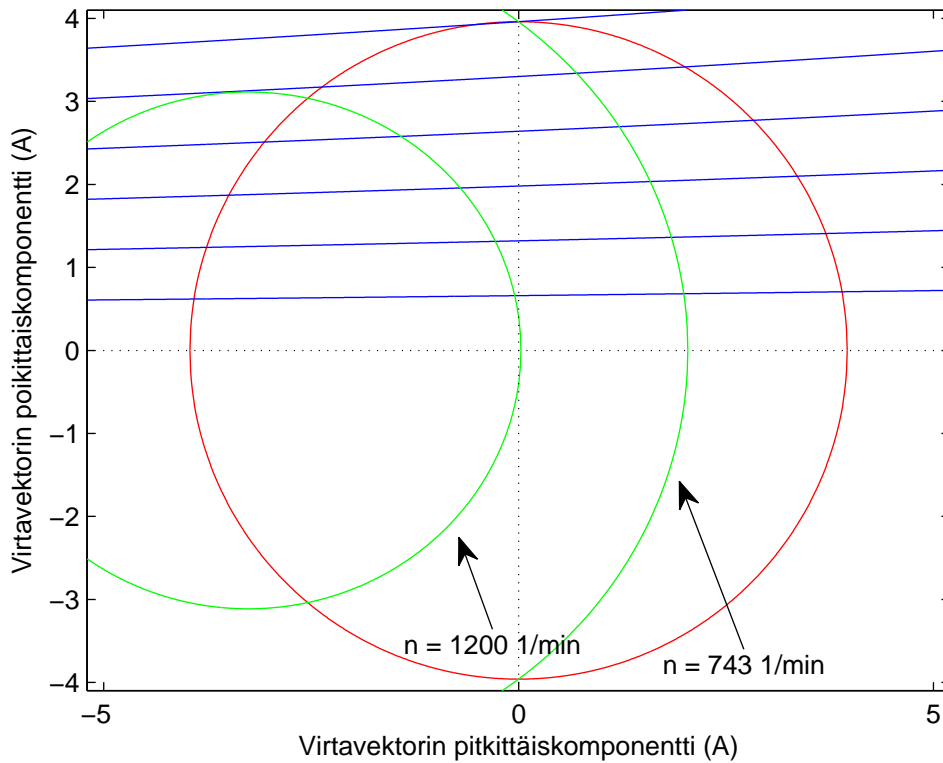
Kun nopeus on niin suuri, että toimitaan moottorikäytön virtarajalla, vääntömomentti laskee nopeuden funktiona. Maksimivääntömomentin toteuttavat virtavektorin komponentit saadaan tällöin maksimivirtaympyrän ja nopeutta vastaavan jännite-ellipsin leikkauspisteestä. Virtaympyrää kuvaa yhtälö

$$i_{max}^2 = i_d^2 + i_q^2 \quad (73)$$

Leikkauspiste voidaan laskea yhtälöiden (69) ja (73) avulla, jolloin virtavektorin pitkittäiskomponentiksi saadaan

$$i_d = \frac{-2L_d\psi_{pm1} + \sqrt{(2L_d\psi_{pm1})^2 - 4(L_d^2 - L_q^2)[\psi_{pm1}^2 + (L_q i_{max})^2 - (u/\omega)^2]}}{2(L_d^2 - L_q^2)} \quad (74)$$

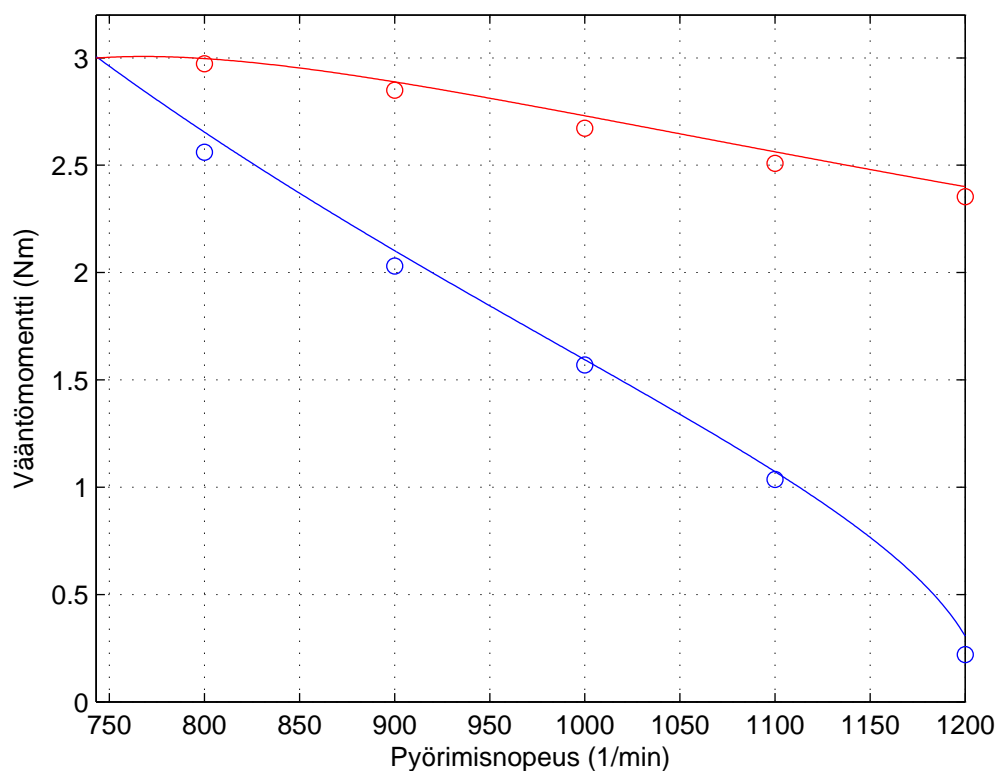
Poikittaiskomponentti voidaan laskea sijoittamalla tämä yhtälöön (73).



Kuva 41: Hybridiaskelmoottorin vääntömomenttihyperbelejä (sininen), maksimivirtaympyrä (punainen) sekä jännite-ellipsit nimellis- ja maksiminopeudella (vihreä).

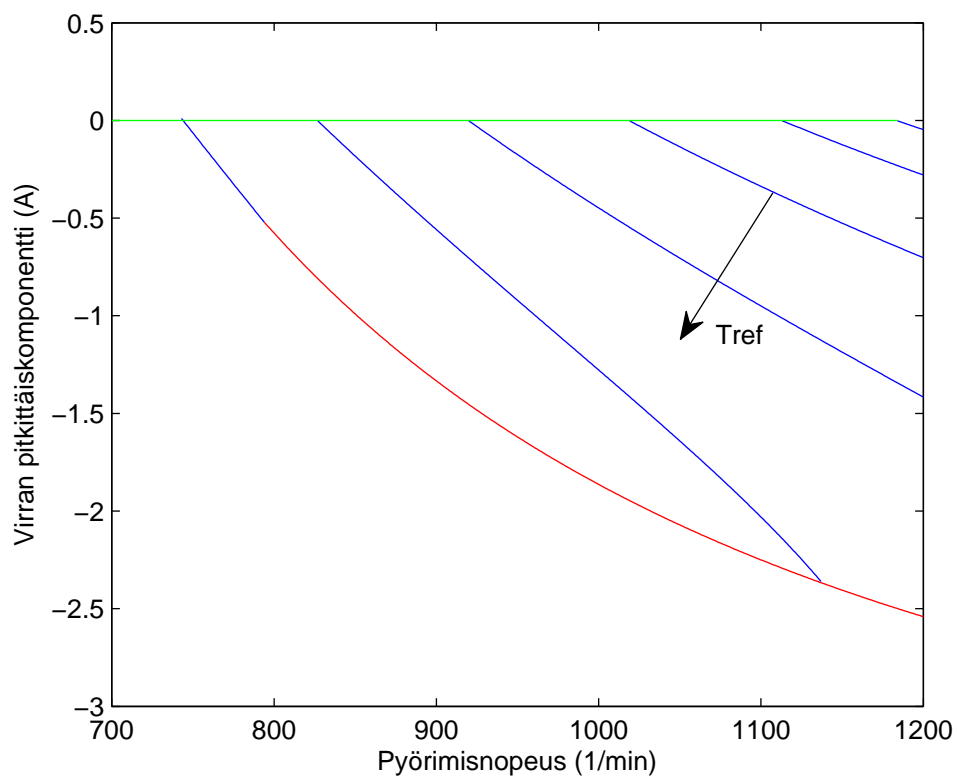
Kuvassa 42 on esitetty kaksi moottorikäytön maksimivääntömomenttikäyrää nimellis- ja maksiminopeuden välillä. Sininen käyrä kuvaa koneesta saatavaa maksimivääntömomenttia kun virran pitkittäiskomponentti pidetään nollana, ja käyrä on laskettu yhtälön (71) avulla. Punainen käyrä taas kuvaa maksimivääntömomenttia kun käytetään negatiivista pitkittäiskomponenttia, joka on laskettu lausekkeella (74). Kuvassa on lisäksi yksittäisiä pisteitä jotka on tuotettu liitteessä F esitetyn simulointimallin avulla, kun moottoria syötetään sinimuotoisilla vaihevirroilla. Simulointimalli koostuu luvussa 3 johdetusta kaksiakselimallista ja yksinkertaisesta vaihevirran hystereesisäätimestä. Simulointimallilla tuotetut pisteet sijaitsevat käyrien alapuolella, mikä johtuu staattorin resistanssista. Kuvan käyrät laskettiin yhtälöillä, joissa staattorin resistanssi on jätetty huomiotta. Kun staattorin resistanssi otetaan huomioon jännite-ellipsejä piirrettäessä, ellipsit siirtyvät i_d - i_q -koordinaatistossa alaspäin. Tällöin virran pitkittäiskomponentin itseisarvoa täytyy kasvattaa hieman, jotta virtavektori saadaan sijoitettua ellipsin kehälle ja virtaohjeet saadaan toteutettua. Koska toimitaan moottorikäytön virtarajalla, täytyy virran poikittaiskomponenttia samalla pienentää, jolloin myös koneen tuottama vääntömomentti pienenee.

Kuvasta 42 nähdään, että simuloimalla saatu moottorikäytön maksimivääntömomentti maksiminopeudella on noin 2,35 newtonmetriä. Tämä ja kaikki pienemmät vääntömomenttiohjeet siis kyetään toteuttamaan koko pyörimisnopeusalueella, kun resistanssi oletetaan vakioksi. Todellisuudessa vaihekäämien resistanssi kasvaa koneen lämmitessä, joten lämpimästä koneesta saatava vääntömomentti laskee hieman kuvan yksittäisistä pisteistä. Kuvasta voidaan myös havaita, että yhtälön (71) avulla laskettu maksimivääntömomentti on hieman nimellisvääntömomenttia suurempi nopeusalueella 743 – 800 1/min. Tämä johtuu siitä, että koneen tuottama reluctancevääntömomentti kasvaa virtavektorin kulman funktiona nopeammin kuin kestopagneettivuon perusaallon tuottama vääntömomentti pienenee silloin, kun virtavektorin kulma on hieman yli yhdeksänkymmenen asteen.

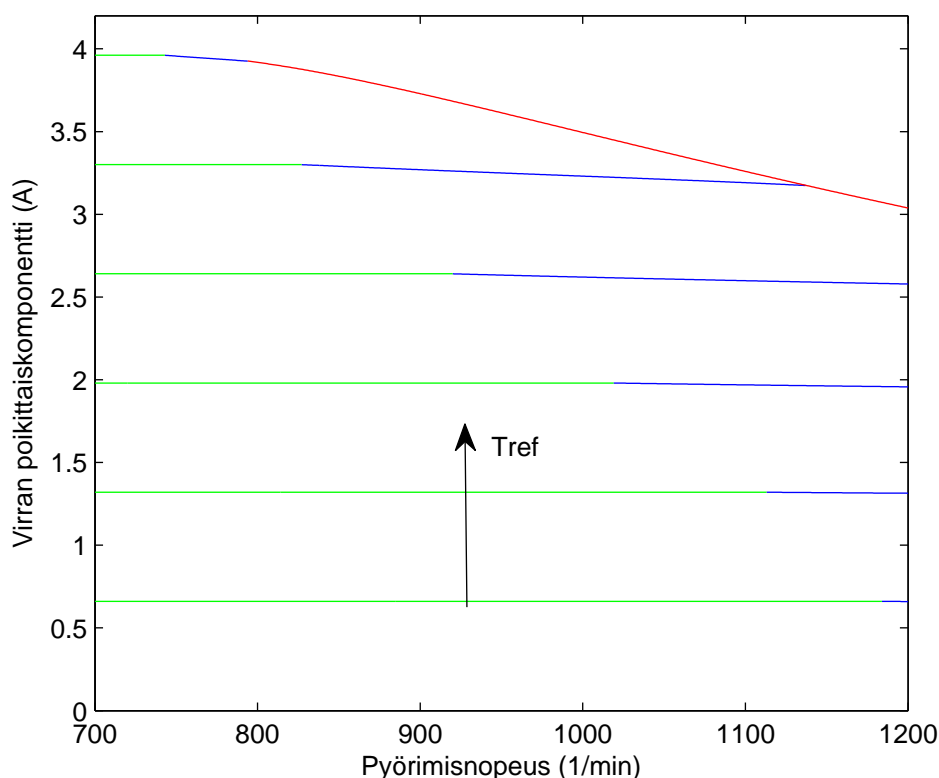


Kuva 42: Moottorikäytön maksimivääntömomentti nopeuden funktiona, kun ei käytetä kentänheikennystä (sininen), ja kun käytetään kentänheikennystä (punainen).

Kuvissa 43 ja 44 on esitetty staattorivirtavektorin komponentit nopeuden funktiona vääntömomenttiosioilla 0,5 – 3,0 newtonmetriä. Kuviin on merkitty selkeyden vuoksi nuoli, joka osoittaa, mihin suuntaan vääntömomenttiosio kasvaa. Käyrien vihreillä osilla ei tarvita kentänheikennystä vääntömomenttiosioon toteuttamiseen. Käyrien sinisillä osilla vääntömomenttiosio saadaan toteutettua käyttämällä kentänheikennystä. Käyrien punaisilla osilla taas käytön maksimivirta rajoittaa virtakomponenttien pituudet sellaisiksi, että toteutunut vääntömomentti pienenee nopeuden funktiona. Käyrien siniset osat on laskettu vääntömomenttihyperbelien ja jänniteellipsien leikkauspisteistä, ja punaiset osat taas maksimivirtaympyrän ja jänniteellipsien leikkauspisteistä.



Kuva 43: Virran pitkittäiskomponentti nopeuden funktiona vääntömomenttioshojeilla 0,5 – 3,0 Nm. Sinisillä käyrillä vääntömomenttioshoje saadaan toteutettua, ja punaisella käyrällä vääntömomentti laskee nopeuden funktiona. Vihreällä käyrällä ei käytetä kentänheikennystä. Nuoli osoittaa vääntömomenttioshojeen kasvusuunnan.



Kuva 44: Virran poikittaishäiriökomponentti nopeuden funktiona vääntömomenttioshoilla 0,5 – 3,0 Nm. Sinisillä käyrillä vääntömomenttiosho saadaan toteutettua, ja punaisella käyrällä vääntömomentti laskee nopeuden funktiona. Vihreillä käyrillä ei käytetä kentänheikennystä. Nuoli osoittaa vääntömomenttioshoon kasvusuunnan.

5.2 Taulukkopohjaisesti ohjatun hybridiaskelmoottorin kentänheikennysalueen testaaminen

Kohdassa 3.3 todettiin, ettei moottorimalli ennusta koneen tuottamaa vääntömomenttiä täysin tarkasti. Lisäksi mittausten perusteella moottorin vääntömomentin tuoton virtayksikköä kohden havaittiin pienenevän suurilla virroilla, mikä johtuu magneettipiirin kyllästymisestä. Niinpä kentänheikennystä ei kannattane kehittää laskemalla virtavektorin komponenteille arvoja edellisessä kohdassa esitetyllä tavalla, varsinkin kun tutkitussa moottorikäytössä virtaohjeet on valmiiksi laskettu eikä niiden käyrämuotoihin voi jälkeen päin vaikuttaa.

Kohdassa 4.3.3 todettiin, että virtavektorin kärjen sijainti roottorikoordinaatistossa voidaan tietyllä tarkkuudella määrätä vääntömomenttioshoja ja virtaohjeiden vaihekulmaa muuttamalla. Tätä voitaneen soveltaa virtaohjetaulukon avulla ohjatun hybridiaskelmoottorin kentänheikennysalueen kehittämiseen. Seuraavassa esitetään yksinkertainen mittausmenettely, jolla ideaa voidaan testata. Vääntömomenttitä-

voitteella tarkoitetaan sitä vääntömomenttia, joka pyritään toteuttamaan, ja vääntömomenttiohje puolestaan on virtaohjetaulukolta pyydettävä vääntömomenttiohje.

Ensin valitaan vääntömomenttitavoite, joka halutaan toteuttaa. Moottoria pyöritetään melko hitaasti, esimerkiksi noin viisikymmentä kierrosta minuutissa, jotta pyörrevirtahäviöt eivät pienennä vääntömomenttia. Virtaohjetaulukolta pyydetään vääntömomenttitavoitteen mukainen vääntömomenttiohje, ja virtaohjeiden vaihekulma säädetään siten, että vääntömomenttiohje toteuttaa tavoitteen. Tällöin virtavektorin kulma roottorikoordinaatistossa on noin 90 astetta (jos vaihevirran yliaaltojen vaikutusta ei huomioida). Seuraavaksi kasvatetaan virtaohjeiden vaihekulmaa yhdellä kulma-anturin pulssilla eli noin 4,4 sähköasteella, jolloin vääntömomentin pitäisi pienetä. Niinpä vääntömomenttiohjetta kasvatetaan sen verran, että vääntömomenttitavoite saadaan tällä vaihekulmalla toteutettua. Seuraavaksi kasvatetaan virtaohjeiden vaihekulmaa taas yhdellä pykälällä, ja etsitään vääntömomenttitavoitteen toteuttava vääntömomenttiohje. Tätä jatketaan niin kauan, että riittäväksi katsottu määrä vääntömomenttiohjeen ja virtaohjeiden vaihekulman muodostamia pareja on löytynyt. Suuntaa antava arvio parien määrälle voidaan selvittää esimerkiksi kuvien 43 ja 44 avulla: esimerkiksi 2,5 newtonmetrin vääntömomenttiohjeen toteuttamiseen vaadittavat pitkittäis- ja poikittaishierontat suuressa nopeudella, jolla käytön maksimivirta ei rajoita vääntömomenttiohjeen toteutumista, ovat kuvien perusteella noin $-2,36$ ja $3,17$ ampeeria. Virtavektorin pituus on siis noin $3,96$ ampeeria ja kulma noin 127 sähköastetta. Virtaohjeiden vaihekulmaa pitää siis lisätä normaalitilanteeseen nähden 37 astetta, mikä vastaa noin yhdeksää kulma-anturin pulssia.

Edellä kuvatulla menetelmällä saadaan siis mitattua vakiovääntömomenttikäyriä, jotka vastaavat kuvassa 41 esitettyjä vääntömomenttihyperbelejä. Seuraavaksi testataan niiden hyödyntämistä suurilla nopeuksilla. Moottorille annetaan vakiovääntömomenttiohje, ja nopeutta kasvatetaan, kunnes virtaohjeet eivät enää toteudu eli ollaan löydetty pienin nopeus, jolla kyseistä vääntömomenttiohjetta ei voida toteuttaa ilman demagnetoivan virran käyttöä. Kun tämä nopeus on löydetty, aletaan kokeilla edellä mitattuja vääntömomenttiohjeen ja virtaohjeiden vaihekulman muodostamia pareja. Virtaohjeiden vaihekulmaa kasvatetaan niin kauan, että vaihekulma-vääntömomenttiohjeparit toteuttaa vääntömomenttitavoitteen. Seuraavaksi nopeutta nostetaan sen verran, ettei vääntömomenttitavoite enää toteudu edellisellä nopeudella käytetyllä vaihekulma-vääntömomenttiohjeparilla. Nyt etsitään seuraava pari, joka toteuttaa vääntömomenttitavoitteen. Tällä tavoin voidaan selvittää, pystytäänkö taulukkopohjaisesti ohjatulla hybridiaskelmoottorilla toteuttamaan kentanheikennysalue järkevästi.

Moottorin maksimivääntömomenttikäyrä voidaan selvittää samantapaisella menetelmällä kuin edellä kuvailtiin. Virtaohjetaulukosta pyydetään maksimivääntömomenttiohje, ja moottorin nopeutta kasvatetaan niin suureksi, että virtaohjeet eivät enää toteudu. Seuraavaksi kasvatetaan virtaohjeiden vaihekulmaa sen verran, että virtaohjeet toteutuvat. Seuraavaksi nostetaan moottorin nopeutta ja etsitään virtaohjeet toteuttava vaihekulma. Tätä jatketaan, kunnes ollaan saatu mitattua moottorikäytön maksimivääntömomentti halutulla nopeusalueella.

6 Yhteenveto

Työn tavoite oli mallintaa hybridiaskelmoottori ja mallin avulla kehittää kentänheikennysalueen ohjausta siten, että vääntömomenttiohjeet saadaan toteutettua silloin, kun moottorikäytön maksimivirta ei rajoita vääntömomentintuottoa. Myös moottorikäytön maksimivääntömomentti nopeuden funktiona piti selvittää.

Hybridiaskelmoottorille johdettiin dynaaminen malli, joka oletettiin magneettisesti lineaariseksi, jolloin vaihekäämien itseis- ja keskinäisinduktanssit eivät riipu vaihevirran suuruudesta. Huomiotta jätettiin myös rautahäviöt, jotka todennäköisesti koostuvat pääosin staattorin pyörrevirtahäviöistä. Mallinnusyhtälöt johdettiin sekä staattori- että roottorikoordinaatistolle. Mallin parametrien selvittämiseksi vaihekäämien resistanssit, itseis- ja keskinäisinduktanssit sekä kestopagneettivuo mitattiin. Induktanssit mitattiin syöttämällä tunnettu jänniteaskel vaihekäämiin ja mitaamalla vaihekäämin virta. Mittaukset tehtiin pienellä virralla, jolloin induktanssit saatettiin laskea magnetointikäyriin sovitetuista suorista. Magnetointikäyrät mitattiin myös suuremmilla vaihevirroilla, jotta nähtäisiin kyllästyksen vaikutus induktansseihin. Magnetointikäyrien perusteella todettiin, että vaiheinduktanssit käyttäytyvät lineaarisesti ainakin noin yhden ampeerin vaihevirtaan asti, kun moottorin nimellisvirta on noin neljä ampeeria. Kestomagneettivuo selvitettiin mittaamalla kuormittamana pyöritettävän koneen vaihekäämeihin indusoituvat vastasähkömotoriset voimat.

Moottorimallin hyvyttä arvioitiin vertaamalla mallin tuottamaa vääntömomenttia moottorille tehtyihin vääntömomenttimittauksiin. Mittauksissa käytettiin erisuuruisia tasa- ja vaihtovirtoja. Mittausten perusteella malli ennustaa vääntömomentin hieman liian pieneksi yhden ampeerin tasavirralla, mutta kahden ampeerin tasavirroilla malli ja moottori vastaavat toisiaan erinomaisesti. Syytä tähän ei ehditty selvittää. Malli ennustaa konetta sinimuotoisilla vaihtovirroilla syötettäessä syntyvän vääntömomentin neljänneksen yliaallon, joskin sen amplitudi on pienempi kuin mitatun vääntömomentin värähtelyn. Magneettisen kyllästyksen vaikutusta koneen tuottamaan vääntömomenttiin arvioitiin piirtämällä sinimuotoisten vaihevirtojen tuottama keskimääräinen vääntömomentti virran amplitudin funktiona. Kasvatettaessa amplitudia puolesta ampeerista viiteen koneen vääntömomentintuotto virtayksikköä kohden pieneni noin 17 %. Vääntömomentti kasvoi hyvin lineaarisesti virran suhteen noin yhden ampeerin virtaan asti, mikä oli odotettavissa vaihekäämien magnetointikäyrienkin perusteella.

Hybridiaskelmoottorin kentänheikennysaluetta tarkasteltiin samalla tavoin kuin avonapaisen kestopagneettitahtikoneenkin kentänheikennysaluetta voidaan tarkastella. Yksinkertaisuuden vuoksi koneen kestopagneettivuo oletettiin yliaallottomaksi ja vaihevirrat sinimuotoisiksi. Tarkastelussa johdettiin yhtälöt, joiden avulla voidaan laskea virtavektorin pitkittäis- ja poikittaiskomponentti nopeuden ja vääntömomenttiohjeen funktiona. Lisäksi johdettiin lausekkeet, joilla komponentit voidaan laskea, kun toimitaan moottorikäytön virtarajalla. Myös käytön maksimivääntömomentti kentänheikennysalueella selvitettiin. Tarkastelu rajoittui nimellis- ja maksiminopeuden väliselle alueelle, jossa nimellisuopeutena pidetään suurinta nopeutta, jolla ni-

mellisvääntömomentti voidaan toteuttaa ilman kentänheikennyksen käyttöä. Tällä tavoin määriteltynä moottorimallin nimellisnopeus on 743 kierrosta minuutissa. Tarkastelussa havaittiin, että koneen nimellisvääntömomentti voidaan tuottaa kentänheikennysalueella aina nopeudelle 800 kierrosta minuutissa asti, jonka jälkeen käytön maksimivääntömomentti laskee nopeuden funktiona. Maksiminopeudella 1200 1/min käytön maksimivääntömomentti on 2,4 newtonmetriä. Kentänheikennysalueen tarkastelussa staattoriresistanssi oletettiin nolaksi, mikä suurentaa koneen tuottamaa vääntömomenttia nopeuden funktiona todellisuuteen nähden. Staattoriresistanssin vaikutusta tutkittiin simulointimallin avulla, jossa resistanssi otettiin huomioon.

Kentänheikennysalueen toimivuutta ei ehditty testata käytännössä, mikä onkin työn tärkein jatkotutkimuskohde. Moottorin kyllästymisen ja muiden epäideaalisuuksien takia kentänheikennystä ei kannattane toteuttaa laskemalla virtavektorin komponentteja analyytisesti. Sen sijaan on järkevämpää tutkia moottorikäytössä jo olevien ominaisuuksien hyödyntämistä kentänheikennysalueen kehittämisessä. Käytännössä tämä tarkoittaa virtaohjeiden vaihekulman ja vääntömomenttiohjeen kasvatamista nopeuden funktiona, kun tavoitteena on vakiovääntömomentti. Kentänheikennyksen toimivuuden testaamiseen jälkeen tulisi selvittää, miten kentänheikennys voidaan käytännössä implementoida virtaohjetaulukon avulla ohjattuun hybridiaskelmoottorikäyttöön.

Kentänheikennysalueen teoreettista tarkastelua voisi jatkaa tutkimalla, miten vääntömomenttiväriähtelyn kompensoivien, yliaaltoja sisältävien vaihevirtojen käyttö vaikuttaa kentänheikennysalueen ohjaukseen. Myös vääntömomenttiväriähtelyn amplitudin riippuvuus virtavektorin kulmasta ja pituudesta kentänheikennysalueella kannattaisi tutkia.

Myös moottorimallia kannattaa kehittää edelleen. On tärkeätä selvittää, miten rautahäviöt käyttäytyvät nopeuden funktiona, ja mallintaa ne tarvittaessa esimerkiksi rautahäviöresistanssin avulla. Myös mallin ja moottorin tuottamien vääntömomenttien poikkeavuuden syy yhden ampeerin vaihevirralla tulee selvittää. Kolmas luonnollinen jatkotutkimuskohde on magneettisen kyllästymisen lisääminen malliin. Lisäksi vaiheinduktanssit kannattaisi kaikilla roottorin asennoilla, sillä yhden hammasjaon matkalta mitatut induktanssit eivät välttämättä kuvaa hyvin koneen induktansseja keskimäärin.

Lähdeluettelo

- Acarney, P. P. (1982). *Stepping motors: A Guide to Modern Theory and Practice*. Peter Peregrinus Ltd.
- Acarney, P. P., Hill, R. J., ja Hooper, C. W. (1985). Detection of rotor position in stepping and switched motors by monitoring of current waveforms. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, IE-32(3):215–222.
- Anon. (2003). Konecranesin basetrain -koulutusmateriaali. Konecranes, Hyvinkää.
- Gao, H., Cheng, S., Sun, L., ja Kang, E. (2003). Maximum torque/current control of 2-phase hybrid stepping motor. *IEEE International Electric Machines and Drives Conference*, osa 3, s. 1781–1786, Madison, Wisconsin.
- Kenjo, T. ja Sugawara, A. (1994). *Stepping Motors and Their Microprocessor Controls*. Oxford University Press Inc., New York, toinen painos.
- Krause, P. C., Wasynczuk, O., ja Sudhoff, S. D. (2002). *Analysis of Electric Machinery and Drive Systems*. IEEE Press, New York, toinen painos.
- Krishnan, R. (2001). *Switched Reluctance Motor Drives: Modeling, Simulation, Analysis, Design and Applications*. CRC Press LLC, Boca Raton, Florida.
- Kyyrä, J. (2008). Hakkuriteholähteet -kurssin vuoden 2008 luentomoniste. Teknillinen korkeakoulu, Espoo.
- Matsui, N., Nakamura, M., ja Kosaka, T. (1996). Instantaneous torque analysis of hybrid stepping motors. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 32(5):1176–1182.
- Miller, T. J. E. (1993). *Switched Reluctance Motors and their Control*. Magna Physics Publishing ja Clarendon Press, Oxford.
- Patterson, M. L. (1977). Analysis and correction of torque harmonics in permanent-magnet step motors. *Proceedings of the 6th Annual Symposium on Incremental Motion Control System and Devices*, s. 25–37, University of Illinois. Department of Electrical Engineering.
- Piippo, A. (2008). *An Adaptive Observer with signal injection for interior permanent Magnet Synchronous Motors*. Väitöskirja, Teknillinen korkeakoulu, Elektroniikan, tietoliikenteen ja automaation tiedekunta, Espoo. TKK Dissertations 123.
- Pyrhönen, J. (2005). Sähkökäytöt 2005-2006 -kurssin luentomoniste. Lappeenrannan teknillinen yliopisto, Lappeenranta.
- Salo, J. (1996). *Molemmiin puolin avonapainen reluktanssimoottori*. Licensiaatintutkimus, Lappeenrannan teknillinen korkeakoulu, energiatekniikan osasto, Lappeenranta.

- Salomäki, J. (2007). *Sensorless control of AC drives equipped with an inverter output filter*. Väitöskirja, Teknillinen korkeakoulu, Sähkö- ja tietoliikennetekniikan osasto, Espoo. TKK Dissertations 100.
- Siukola, L. (2008). Siltanosturin energiankulutus. Diplomityö, Tampereen teknillinen yliopisto, sähkötekniikan osasto, Tampere.
- Tolsa, K. (1997). *Molemmien puolin avonapaisen reluktanssimoottorin energiatehokkuuden optimoiva vääntömomentin säätö*. Lisensiaatintutkimus, Lappeenrannan teknillinen korkeakoulu, energiatekniikan osasto, Lappeenranta.
- Wale, J. D. ja Pollock, C. (1999). A low-cost sensorless technique for load torque estimation in a hybrid stepping motor. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 46(4):833–841.
- Wale, J. D. ja Pollock, C. (2001). Hybrid stepping motor drives. *IEE Power Engineering Journal*, 15(1):5–12.
- Wang, Z., Cheng, Z., ja Hirobumi, S. (2001). The non-linear characteristics of hybrid stepping motor's winding inductance. *Proceedings of the Fifth International Conference on Electrical Machines and Systems*, osa 2, s. 957–963, Shenyang, China.
- Ylenius, I. (2006). Profibus dp -kenttäväylän teoriapohjainen signaalianalyysi nosturisovelluksessa. Diplomityö, Tampereen teknillinen yliopisto, sähkötekniikan osasto, Tampere.

Liite A: Moottorin tekniset tiedot

Taulukko A1: Moottorin tekniset tiedot.

Vaiheiden lukumäärä	2
Staattorin napojen lukumäärä	8
Staattorinavan hampaiden määrä	6
Kierrosten määrä vaihekäämissä	35
Vaihekäämin poikkipinta-ala	0,7401 mm ²
Sähkölevyjen paksuus	0,5 mm
Roottoripakettien määrä	2
Roottoripaketin hampaiden määrä	50
Moottorin korkeus	86 mm
Moottorin leveys	86 mm
Moottorin pituus	79 mm
Etulaipan pituus	15 mm
Takalaipan pituus	19 mm
Staattorin pituus	45 mm
Roottorin pituus	34,8 mm
Roottorin ulkohalkaisija	51,8 mm
Kestomagneetin paksuus	2,2 mm
Roottorihampaan leveys	1,4 mm
Roottoriuran leveys	1,9 mm
Staattorihampaan leveys	1,4 mm
Staattoriuran leveys	1,8 mm

Liite B: Induktanssin laskennassa käytetty Matlab-koodi

Seuraavassa on esitetty Matlab-koodi, joka avaa mittauksissa tuotetut tiedostot, laskee induktanssit ja tallentaa oleellisen datan uuteen tiedostoon.

```
clear all;

angles = (0 : 0.5 : 7.5);
measurements = (1:5);
phases = 'ab';

% Alustetaan tarvittavat muuttuja nolliksi
psiFit = zeros(length(measurements), 100000);
psiEst = zeros(length(measurements), 100000);
REst = zeros(length(measurements), 1);
LEst = zeros(length(measurements), 1);

for j = 1: length(phases)
    for k = 1 : length(angles)
        for l = 1 : length(measurements)

            % Avataan mittausdatatiedosto
            load([phases(j) '_' num2str(angles(k)) 'deg_' num2str(...
                measurements(l)) '.mat']);

            % Tallennetaan aika sekä mitattu virta ja jännite muuttujiin
            u = zeros(length(measurements), 100000);
            i = zeros(length(measurements), 100000);
            u(l,:) = double(src1.Data);
            i(l,:) = double(src2.Data);
            t = (0 : 1/src1.SampleFrequency : (length(src1.Data) -1)/...
                src1.SampleFrequency);

            % Arvioidaan resistanssi jännitteen ja virran pysyvän tilan
            % keskiarvojen suhteesta
            uMean = mean(u(l, 0.75*length(u) : length(u)));
            iMean = mean(i(l, 0.75*length(i) : length(i)));
            REst(l) = uMean/iMean;

            % Muodostetaan käämivuon derivaatta
            dpsiEst = u(l,:) - REst(l).*i(l,:);

            % Lasketaan käämivuo ajan funktiona
```



```

psiEst(1,:) = cumtrapz(t, dpsEst);

% Sovitetaan magnetointikäyrään suora
[estimates, model] = linFitting(i(1,:),psiEst(1,:));

% Tallennetaan induktanssi ja magnetointikäyrän sovitussuora
LEst(1) = estimates(1);
psiFit(1,:) = LEst(1) * i(1,:);
end

% Tallennetaan yhtä kulmaa vastaavat mittausdatat ja tulokset
% tiedostoon
save([phases(j) '_' num2str(angles(k)) 'deg_' num2str(length...
    (measurements)) 'measurements_C.mat'], 'LEst', 'REst', ...
    't', 'u', 'i', 'psiEst', 'psiFit');
end
end

```

Seuraavassa on esitetty edellisen tiedoston kutsuma PNS-estimoinnin toteuttava funktio.

```

function [estimates, model] = linFitting(i,psi)

% Asetetaan iteroinnin alkukohta
start_point = rand(1);
model = @linfun;

% Etsitään neliösumman minimi
estimates = fminsearch(model, start_point, optimset('TolX',1e-6));
function [sse, psiEst] = linfun(params)
    LEst = params(1);

    % Lasketaan estimaatti magnetointikäyrälle
    psiEst = LEst * i;

    % Lasketaan estimaatin virhe
    ErrorVector = psiEst - psi;

    % Lasketaan virheen neliösumma
    sse = sum(ErrorVector .^ 2);
end
end

```

Liite C: Laskettujen induktanssien käyräsovituksessa käytetty Matlab-koodi

Seuraavassa on esitetty Matlab-funktio, jolla sovitetään pienimmän neliösumman menetelmällä roottorin eri asennoissa mitatut induktanssit käyrään, joka koostuu keskiarvosta, perusaallosta ja toisesta yliaallosta. Funktiolle annetaan parametreina vektorit, joissa on mitatut induktanssit ja roottorin asennot, joissa mittaukset tehtiin. Roottorin asennot vektorissa 'theta' on ilmoitettu roottorin mekaanisena asentokulmana. Yhtenä estimoitavana parametrina on vaihesiirto, sillä roottori ei ollut aivan tarkasti pitkittäisasennossa ensimmäisessä mittausasennossa, jota vektorissa 'theta' vastaa kulma nolla.

```
function [estimates, model] = cosFitting(theta,L)

% Asetetaan iteroinnin alkukohta
start_point = rand(1, 4);
model = @cosfun;

% Etsitään neliösumman minimi
estimates = fminsearch(model, start_point, optimset('TolX',1e-9));
    function [sse, LEst] = cosfun(params)
        L0 = params(1);
        L1 = params(2);
        L2 = params(3);
        phi = params(4);

        % Lasketaan estimaatti induktanssin käyrämuodolle
        LEst = L0 + L1*cos((2*pi*(theta+phi))/7.2)...
            + L2*cos((4*pi*(theta+phi))/7.2);

        % Lasketaan estimaatin virhe
        ErrorVector = LEst - L;

        % Lasketaan virheen neliösumma
        sse = sum(ErrorVector .^ 2);
    end
end
```

Liite D: Fourier-sarjan kertoimien laskemiseen käytetty Matlab-koodi

Seuraavassa on esitetty Fourier-sarjan kertoimien laskemiseen käytetty Matlab-koodi.

```
function [a0,a,b] = fcoef(x,Ts,w0,N)
% Funktion parametrit:
% x = mittausdatan sisältävä vektori
% Ts = näytteenottoaika
% w0 = perustaajuus
% N = laskettavien yliaaltojen määrä

% Mittausdatavektorin pituus
L = length(x);

% Lasketaan kokonaisten jaksojen määrä mittauksessa
np = floor(Ts*L/(2*pi/w0));

% Lasketaan näytteiden määrä np kpl:ssa jaksoja
L = round((np*2*pi/w0)/Ts);

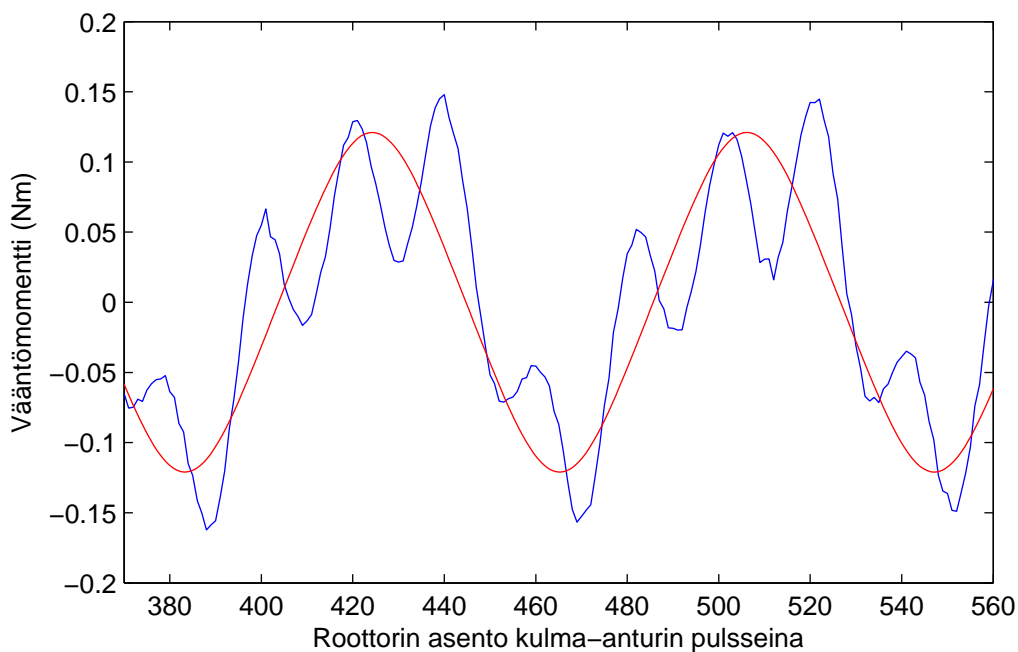
% Alustetaan muuttujat Fourier-sarjan kertoimille
a = zeros(1,N);
b = zeros(1,N);

% Lasketaan kosini- ja sinisarjojen kertoimet yliaaltoon N asti
for k = 1:N
    for n = 1:L
        a(k) = a(k) + 2/L*x(n)*cos(k*w0*Ts*n);
        b(k) = b(k) + 2/L*x(n)*sin(k*w0*Ts*n);
    end
end

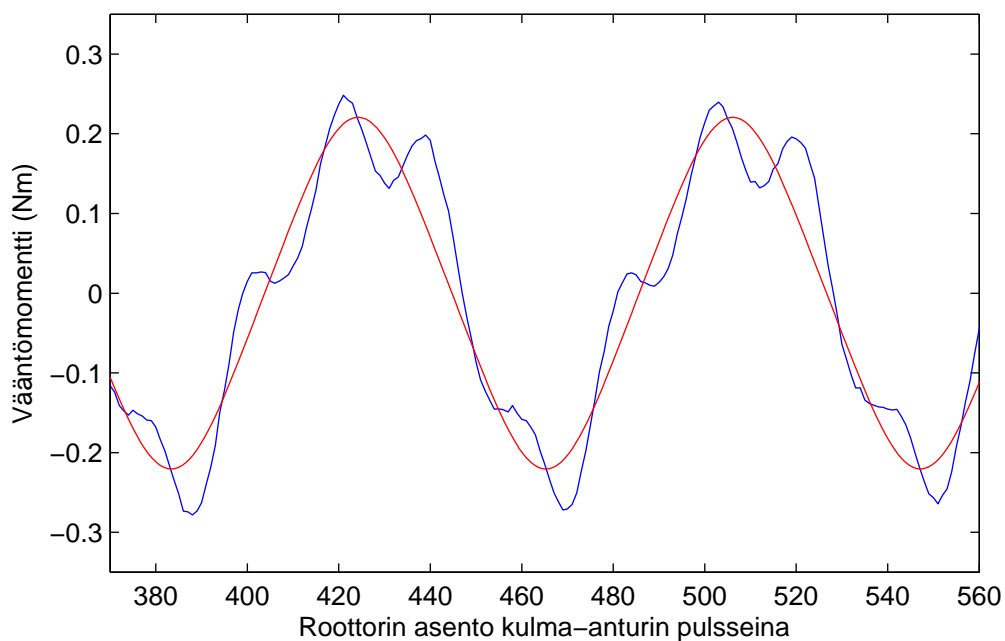
% Lasketaan signaalin keskiarvo
a0 = mean(x(1:L));
```

Liite E: Moottorimallin verifointimittaukset

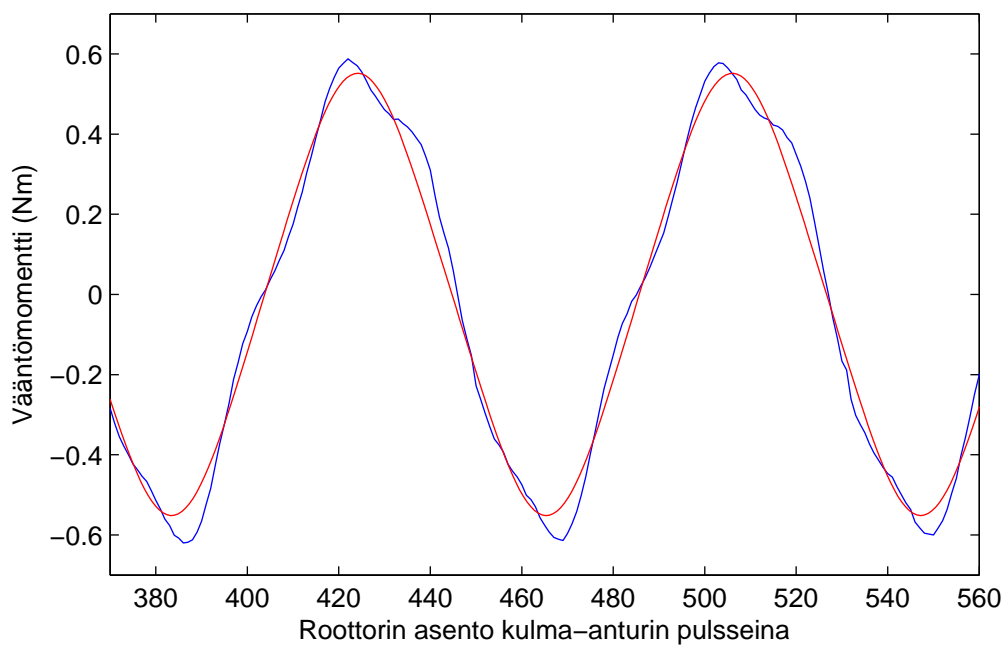
Kuvissa E1 – E8 on esitetty mitattu ja laskettu moottorin tuottama vääntömomentti erisuuruksilla tasavirroilla. Kuvissa E9 – E16 taas on esitetty vastaavat käyrät kun konetta syötetään erisuuruksilla sinimuotoisilla virroilla.



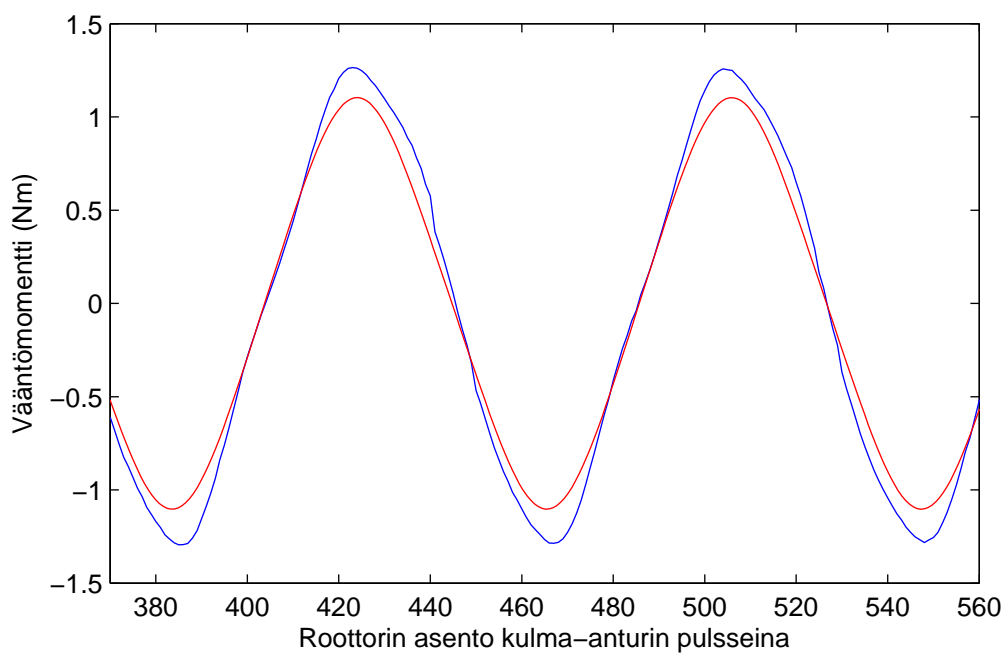
Kuva E1: Laskettu (punainen) ja mitattu (sininen) vääntömomentti roottorin asennon funktiona, kun vaihekäämejä syötetään 0,1 ampeerin tasavirralla.



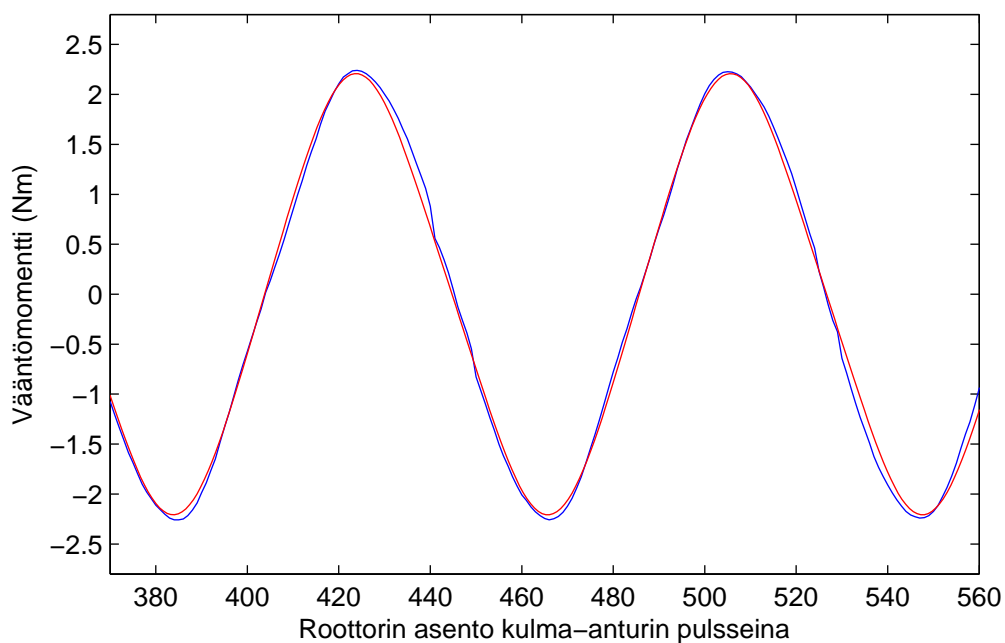
Kuva E2: Laskettu (punainen) ja mitattu (sininen) vääntömomentti roottorin asennon funktiona, kun vaihekäämejä syötetään 0,2 ampeerin tasavirralla.



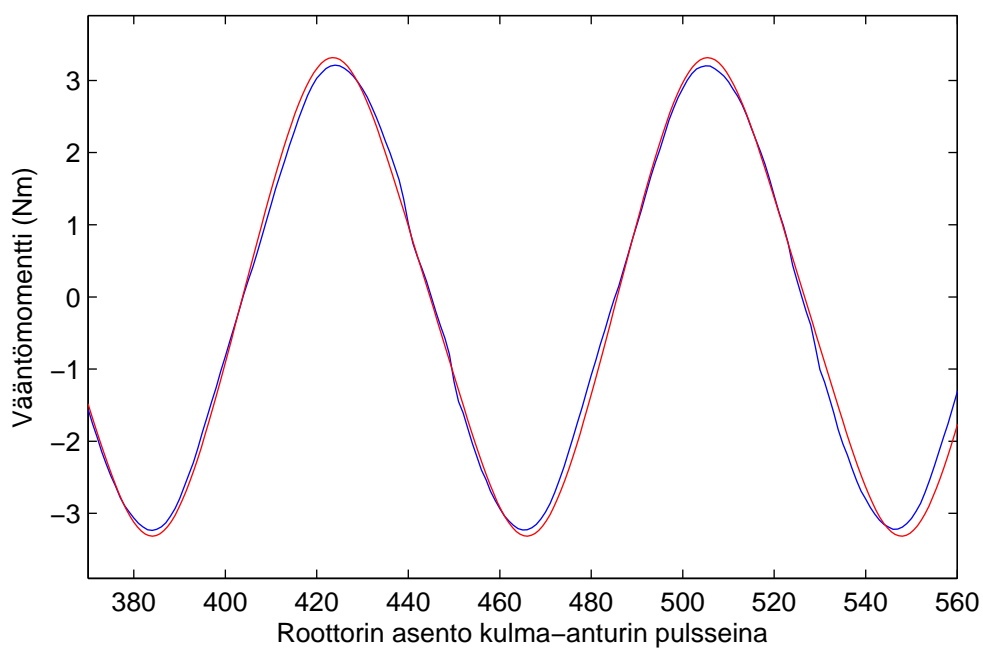
Kuva E3: Laskettu (punainen) ja mitattu (sininen) vääntömomentti roottorin asennon funktiona, kun vaihekäämejä syötetään 0,5 ampeerin tasavirralla.



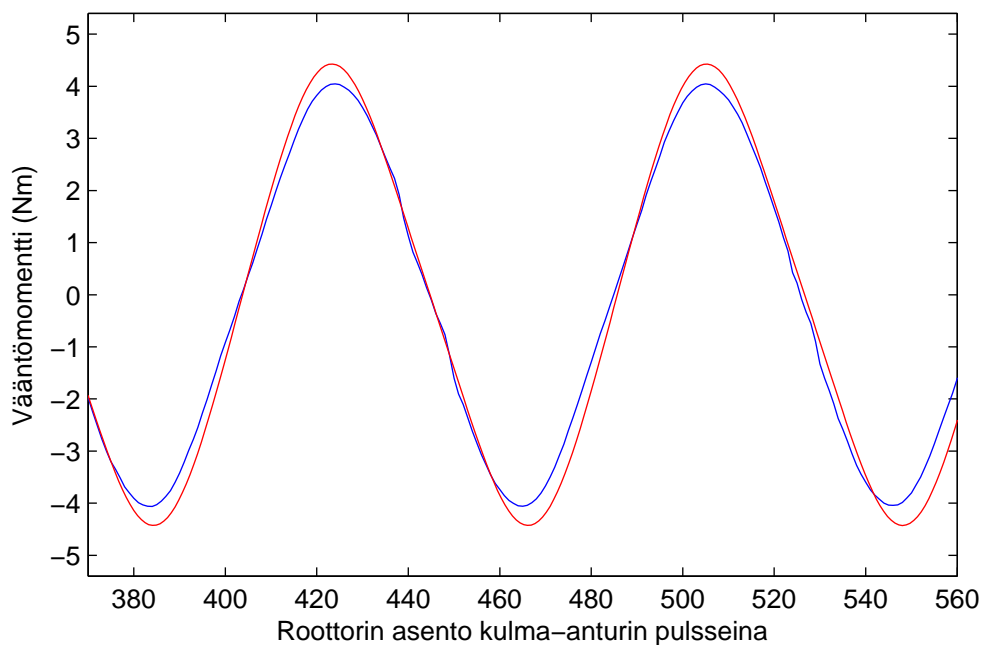
Kuva E4: Laskettu (punainen) ja mitattu (sininen) vääntömomentti roottorin asennon funktiona, kun vaihekäämejä syötetään 1 ampeerin tasavirralla.



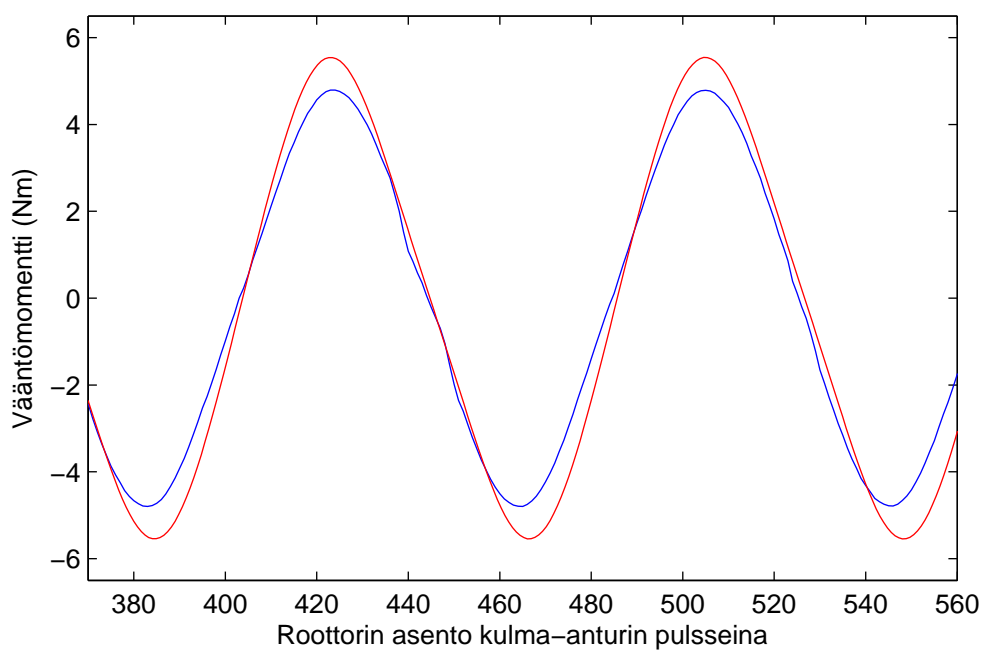
Kuva E5: Laskettu (punainen) ja mitattu (sininen) vääntömomentti roottorin asennon funktiona, kun vaihekäämejä syötetään 2 ampeerin tasavirralla.



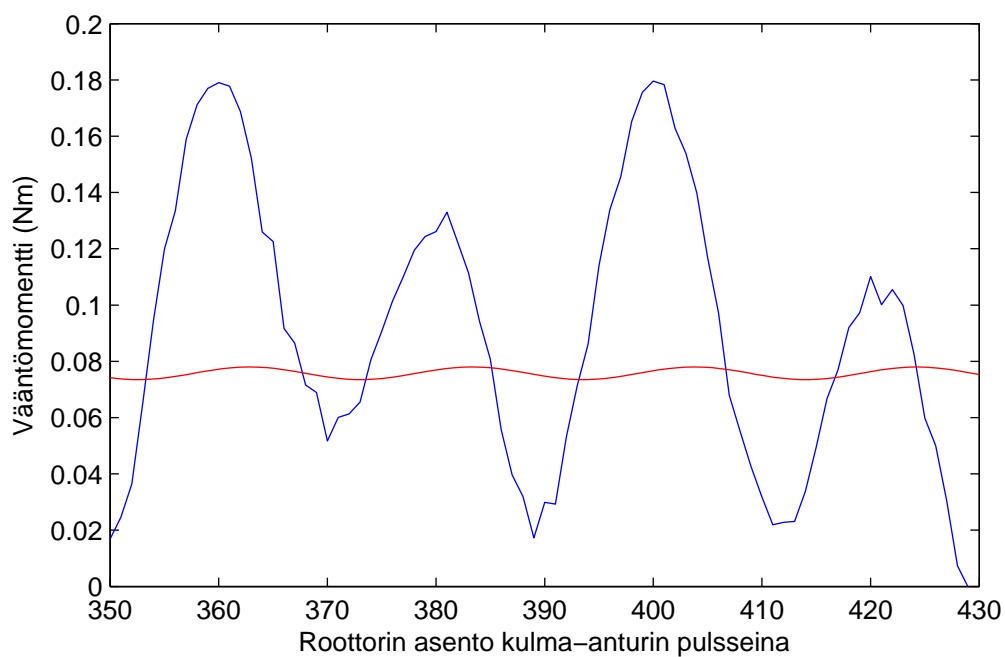
Kuva E6: Laskettu (punainen) ja mitattu (sininen) vääntömomentti roottorin asennon funktiona, kun vaihekäämejä syötetään 3 ampeerin tasavirralla.



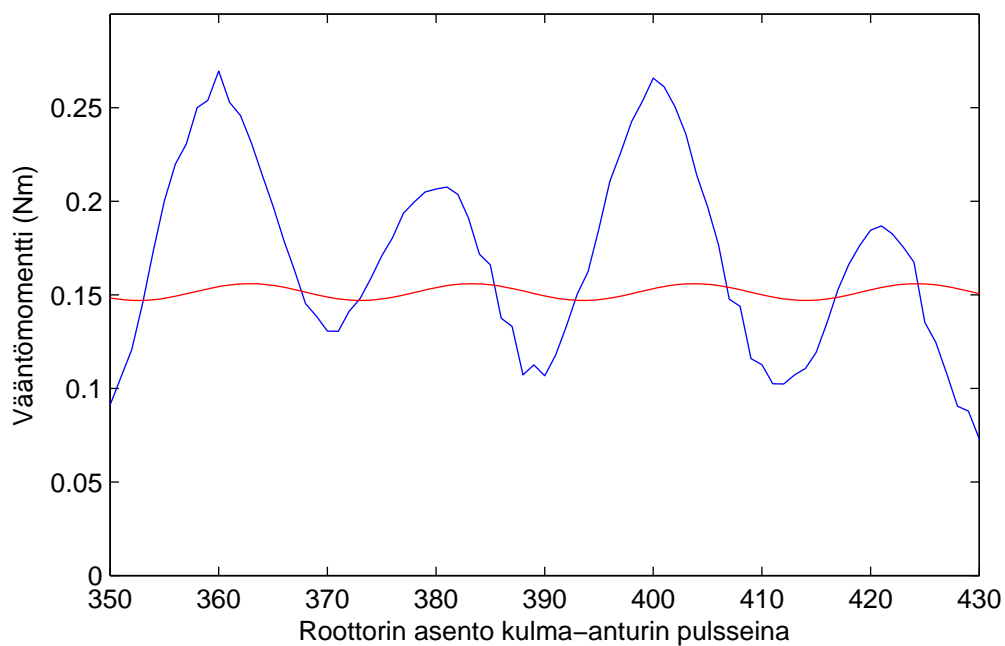
Kuva E7: Laskettu (punainen) ja mitattu (sininen) vääntömomentti roottorin asennon funktiona, kun vaihekäämejä syötetään 4 ampeerin tasavirralla.



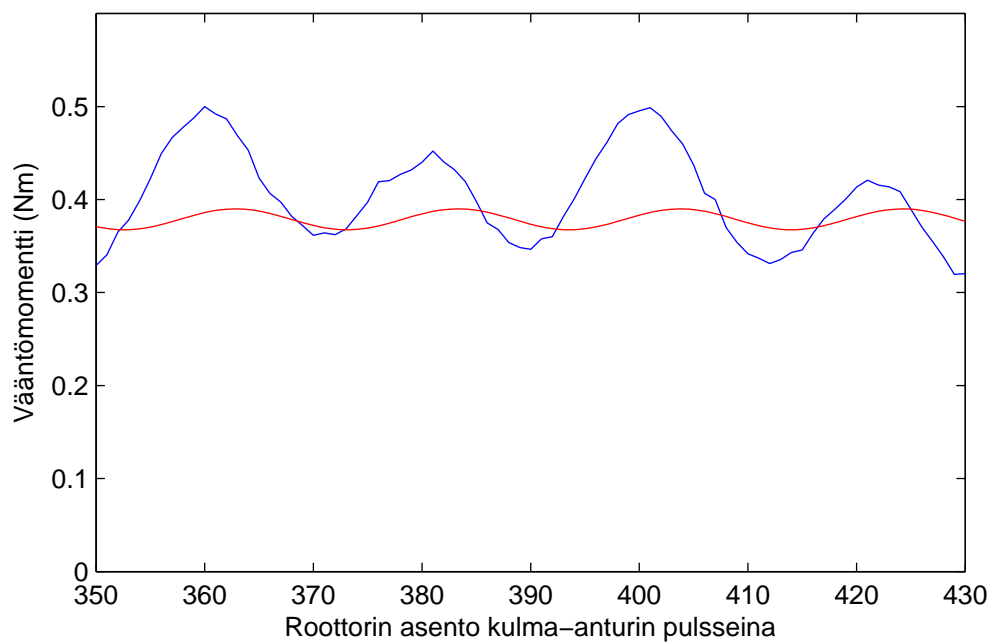
Kuva E8: Laskettu (punainen) ja mitattu (sininen) vääntömomentti roottorin asennon funktiona, kun vaihekäämejä syötetään 5 ampeerin tasavirralla.



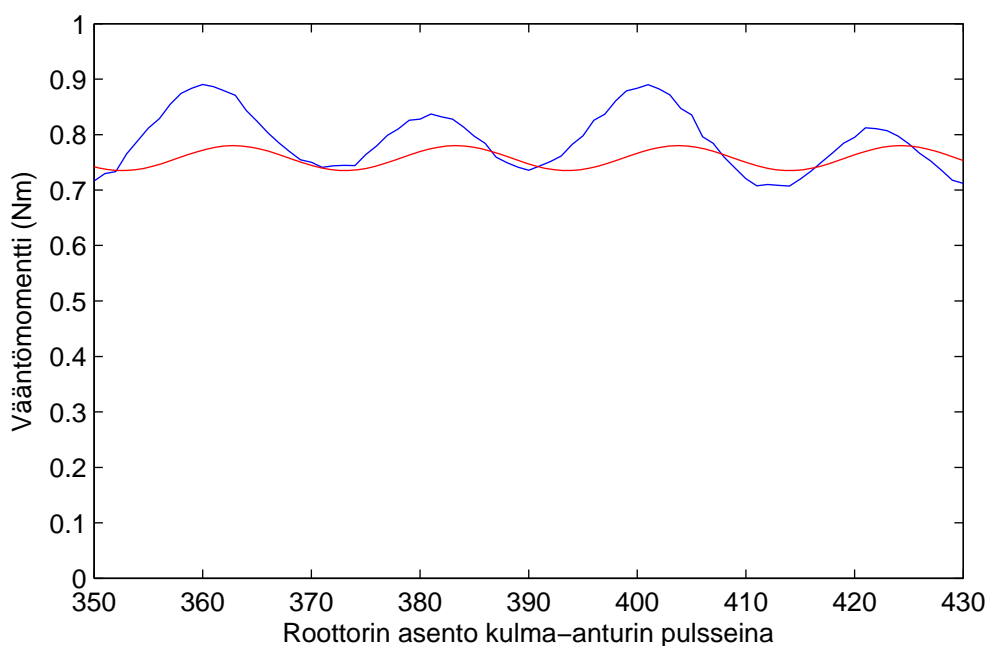
Kuva E9: Laskettu (punainen) ja mitattu (sininen) vääntömomentti roottorin asennon funktiona, kun vaihekäämejä syötetään amplitudiltaan 0,1 ampeerin suuruisilla sinimuotoisilla virroilla.



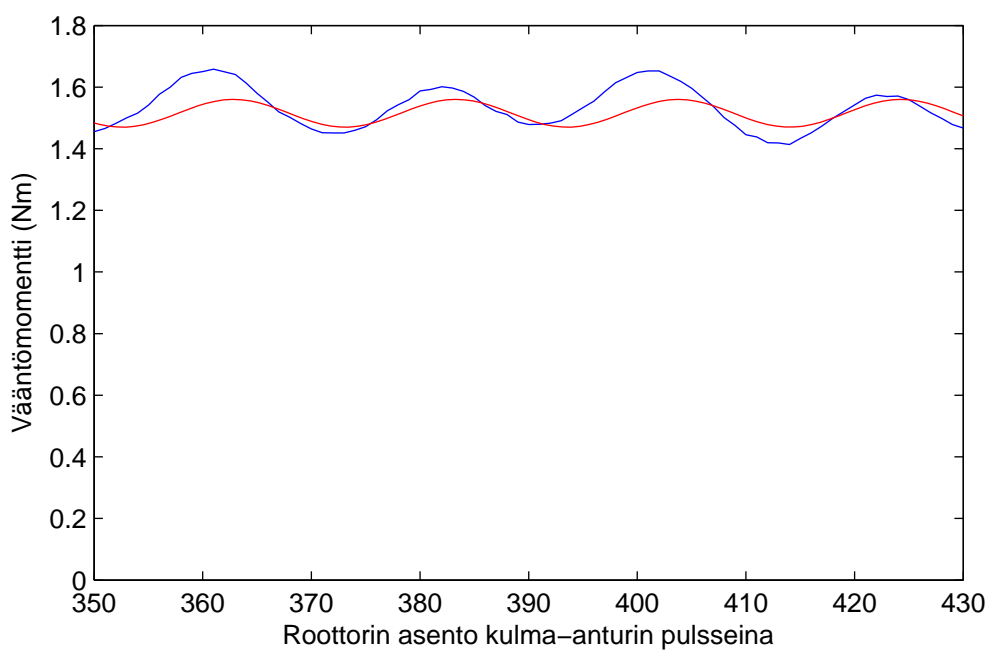
Kuva E10: Laskettu (punainen) ja mitattu (sininen) vääntömomentti roottorin asennon funktiona, kun vaihekäämejä syötetään amplitudiltaan 0,2 ampeerin suuruisilla sinimuotoisilla virroilla.



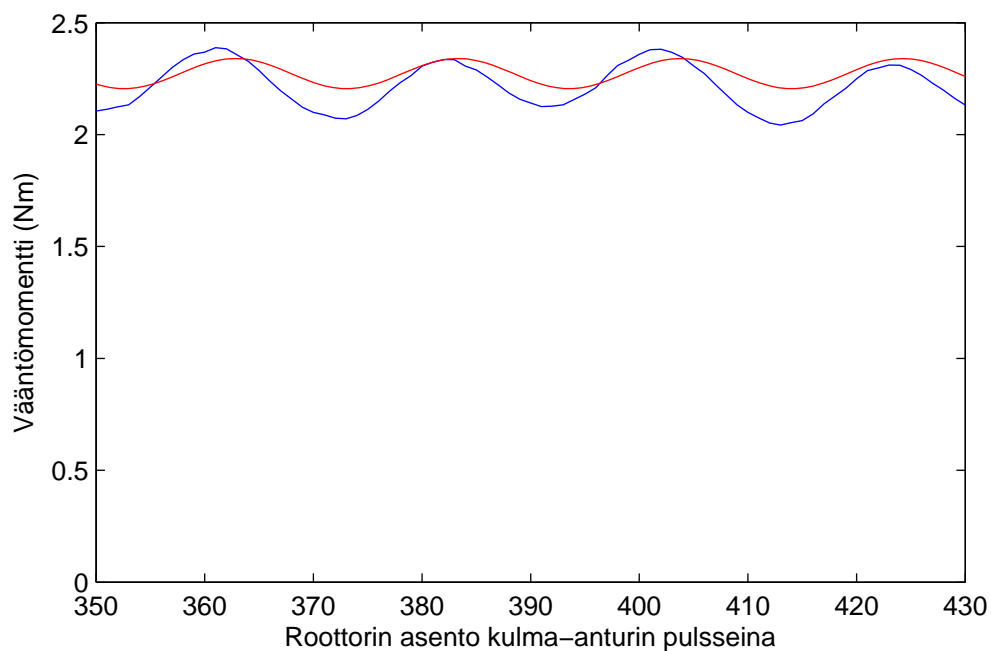
Kuva E11: Laskettu (punainen) ja mitattu (sininen) vääntömomentti roottorin asennon funktiona, kun vaihekäämejä syötetään amplitudiltaan 0,5 ampeerin suuruisilla sinimuotoisilla virroilla.



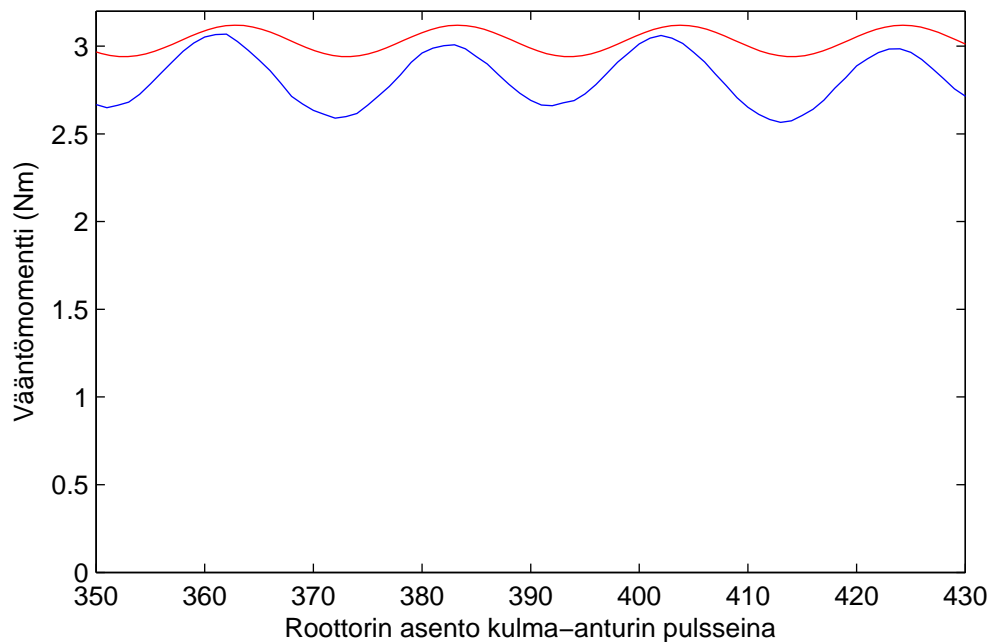
Kuva E12: Laskettu (punainen) ja mitattu (sininen) vääntömomentti roottorin asennon funktiona, kun vaihekäämejä syötetään amplitudiltaan 1 ampeerin suuruisilla sinimuotoisilla virroilla.



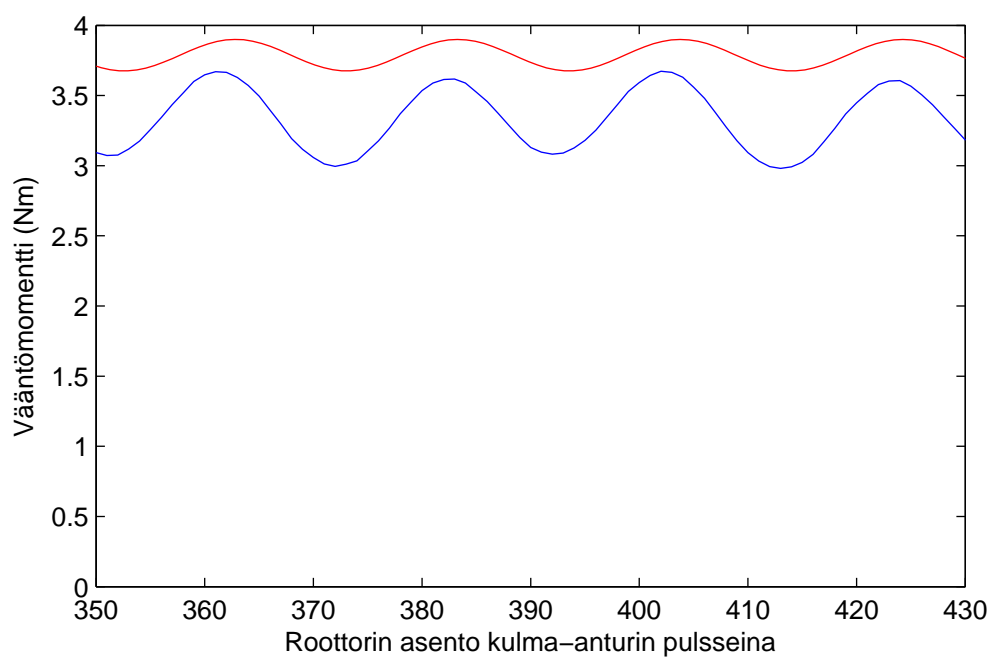
Kuva E13: Laskettu (punainen) ja mitattu (sininen) vääntömomentti roottorin asennon funktiona, kun vaihekäämejä syötetään amplitudiltaan 2 ampeerin suuruisilla sinimuotoisilla virroilla.



Kuva E14: Laskettu (punainen) ja mitattu (sininen) vääntömomentti roottorin asennon funktiona, kun vaihekäämejä syötetään amplitudiltaan 3 ampeerin suuruisilla sinimuotoisilla virroilla.



Kuva E15: Laskettu (punainen) ja mitattu (sininen) vääntömomentti roottorin asennon funktiona, kun vaihekäämejä syötetään amplitudiltaan 4 ampeerin suuruisilla sinimuotoisilla virroilla.



Kuva E16: Laskettu (punainen) ja mitattu (sininen) vääntömomentti roottorin asennon funktiona, kun vaihekäämejä syötetään amplitudiltaan 5 ampeerin suuruisilla sinimuotoisilla virroilla.

Liite F: Simulointimalli

Kuvassa F1 on esitetty moottorin simuloimiseen käytetty Simulink-malli. Mallissa voidaan vapaasti asettaa roottorin pyörimisnopeus ja virtavektorin ohjearvon pituus ja kulma. Lisäksi voidaan valita, käytetäänkö vääntömomentin neljännen yliaallon kompensoivia vaihevirtoja vai sinimuotoisia vaihevirtoja.

Lohkossa 'Virtaohjeiden laskenta' tuotetaan virtavektorin pitkittäis- ja poikittaiskomponentti vektorin pituuden ja kulman perusteella. Jos käytetään vääntömomenttivärihtelyn kompensoivia vaihevirtoja, virtavektorin pituuden ohjearvo määrittää vaihevirran perusaallon amplitudin. Lohkossa 'Virtavirheen laskenta' lasketaan virtavektorin komponenttien ohje- ja oloarvojen erotus, ja muunnetaan vektori virtasäädintä varten vaihevirroiksi S-funktiolla toteutetun koordinaatistomuunnoksen avulla.

Lohkossa 'virtasaato' on toteutettu diskreetillä S-funktiolla yksinkertainen vaihevirran kaksipistesäätö: Jos virran oloarvo on liian paljon ohjearvoa pienempi, kytketään vaihekäämin yli välipiirin jännite positiivisena. Jos oloarvo taas on liian paljon ohjearvoa suurempi, kytketään vaihekäämin yli välipiirin jännite negatiivisena. Jos vaihevirran oloarvo on hystereesikaistan sisällä, pidetään kytkimen asento samana kuin edelliselläkin kerralla. Virtasäätimen tuottamaa jännitettä käämin yli voidaan siis kuvata seuraavalla yhtälöllä:

$$u = \begin{cases} U_d, & i_{Ref} - i > \Delta i \\ -U_d, & i_{Ref} - i < \Delta i \end{cases}, \quad (F1)$$

missä i_{Ref} on vaihevirran ohjearvo ja Δi vaihevirran oloarvon suurin sallittu poikkeama ohjearvosta. Simuloitaessa poikkeamalle käytettiin arvoa $\Delta i = 10$ milliampeeria.

S-funktiolla toteutetussa lohkossa 'abdq' vaihejännitteet muunnetaan jännitevektorin komponenteiksi, ja hybridiaskelmoottori on mallinnettu jatkuva-aikaisella S-funktiolla lohkossa 'moottorimalli'. Moottorimallin koodi on esitetty seuraavassa.

```
#define S_FUNCTION_NAME    moottorimalli
#define S_FUNCTION_LEVEL  2
#include "simstruc.h"
#include "math.h"
#define PAR(element)      (*mxGetPr(ssGetSFcnParam(S,element)))
#define U(element)        (*uPtrs[element])

/* Parametrit. */
#define Zr      PAR(0)  /* Roottorin hampaiden lukumäärä. */
#define R       PAR(1)  /* Staattoriresistanssi. */
#define Ld      PAR(2)  /* Pitkittäisinduktanssi. */
#define Lq      PAR(3)  /* Poikittaisinduktanssi. */
#define psipm1  PAR(4)  /* Kestomagneettivuon perusaalto. */
```

```

#define psipm3    PAR(5)    /* Kestomagneettivuon kolmas yliaalto */

/* Tulomuuttujat. */
#define omega     U(0)      /* Roottorin sähkökulmanopeus. */
#define theta     U(1)      /* Roottorin sähkökulma. */
#define ud        U(2)      /* Jännitteen pitkittäiskomponentti. */
#define uq        U(3)      /* Jännitteen poikittaiskomponentti. */

/* Tilamuuttujat ja niiden derivaatat. */
#define id        x[0]      /* Virran pitkittäiskomponentti. */
#define iq        x[1]      /* Virran poikittaiskomponentti. */
#define did       dx[0]     /* Virran pitkittäiskomponentin deriv. */
#define diq       dx[1]     /* Virran poikittaiskomponentin deriv. */

/* Initialization. */
static void mdlInitializeSizes(SimStruct *S) {
    ssSetNumSFcnParams(S, 6);
    if(ssGetNumSFcnParams(S) != ssGetSFcnParamsCount(S)) return;
    ssSetNumContStates(S, 2);
    ssSetNumDiscStates(S, 0);

    if (!ssSetNumInputPorts(S, 1)) return;
    ssSetInputPortWidth(S, 0, 4);
    ssSetInputPortDirectFeedThrough(S, 0, 1);

    if (!ssSetNumOutputPorts(S, 1)) return;
    ssSetOutputPortWidth(S, 0, 10);

    ssSetNumSampleTimes(S, 1);
    ssSetOptions(S, SS_OPTION_EXCEPTION_FREE_CODE);
}

static void mdlInitializeSampleTimes(SimStruct *S) {
    ssSetSampleTime(S, 0, CONTINUOUS_SAMPLE_TIME);
    ssSetOffsetTime(S, 0, 0.0);
}

#define MDL_INITIALIZE_CONDITIONS
#ifdef MDL_INITIALIZE_CONDITIONS
static void mdlInitializeConditions(SimStruct *S) {
    real_T *x0 = ssGetContStates(S);
    x0[0] = 0;
    x0[1] = 0;
}
#endif /* MDL_INITIALIZE_CONDITIONS */

```

```

static void mdlOutputs(SimStruct *S, int_T tid) {
real_T *y      = ssGetOutputPortRealSignal(S,0);
real_T *x      = ssGetContStates(S);
InputRealPtrsType uPtrs = ssGetInputPortRealSignalPtrs(S,0);
real_T Tid, T, Tpsipm3, TL, psid, psiq, psipmd, psipmq;

    // Kestomagneettivuon komponentit
    psipmd = psipm1 + psipm3*cos(4*theta);
    psipmq = -psipm3*sin(4*theta);

    // Staattorivuon komponentit
    psid = Ld*id + psipmd;
    psiq = Lq*iq + psipmq;

    // Reluktanssivääntömomentti
    TL = Zr*(Ld-Lq)*id*iq;

    // Kestomagneettivuon perusaallon tuottama vääntömomentti
    Tid = Zr*psipm1*iq;

    // Kestomagneettivuon 3. yliaallon tuottama vääntömomentti
    Tpsipm3 = -Zr*3*psipm3*(id*sin(4*theta) + iq*cos(4*theta));

    // Kokonaisvääntömomentti
    T = Tid + TL + Tpsipm3;

    y[0] = id;
    y[1] = iq;
    y[2] = psid;
    y[3] = psiq;
    y[4] = psipmd;
    y[5] = psipmq;
    y[6] = Tid + TL;
    y[7] = T;
    y[8] = Tpsipm3;
    y[9] = TL;
}

#define MDL_DERIVATIVES
#ifdef MDL_DERIVATIVES
static void mdlDerivatives(SimStruct *S) {
real_T      *dx      = ssGetdX(S);
    real_T      *x      = ssGetContStates(S);
    InputRealPtrsType uPtrs = ssGetInputPortRealSignalPtrs(S,0);

```

```

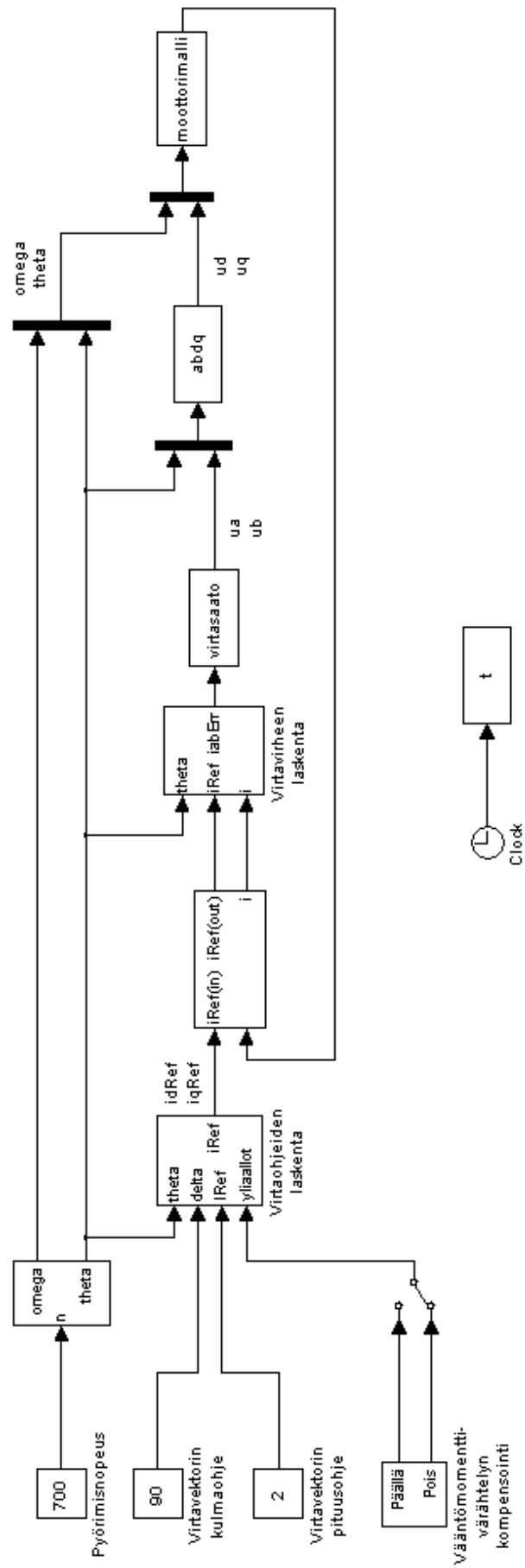
did = (ud - R*id + omega*(Lq*iq + 3*psipm3*sin(4*theta)))/Ld;
diq = (uq - R*iq - omega*(Ld*id - psipm1 + 3*psipm3*cos(4*theta)))/Lq;

}
#endif /* MDL_DERIVATIVES */

/* No termination needed, but we are required to have this routine. */
static void mdlTerminate(SimStruct *S)
{
}

#ifdef MATLAB_MEX_FILE
#include "simulink.c"
#else
#include "cg_sfun.h"
#endif

```

Kuva F1: Simulointimalli